



uc3m | Universidad **Carlos III** de Madrid

Grado Universitario en Tecnologías Industriales
Curso Académico 2016-2017

Trabajo Fin de Grado

“Técnicas de Control de un Motor de Inducción en un Vehículo Eléctrico”

Autor:

Miguel Ceñal García

Tutor:

Miguel Eduardo Montilla D'Jesús

Leganés, Octubre 2017

Resumen

Este proyecto se centra en el desarrollo de un accionamiento eléctrico en el entorno de un vehículo eléctrico, con especial atención al sistema de control de velocidad del mismo.

Para lograrlo se realiza un estudio teórico de la máquina de inducción que analiza la viabilidad de su uso como motor en el vehículo eléctrico. Se plantea el problema dinámico correspondiente a un vehículo en movimiento. Se procede al desarrollo íntegro de un sistema de control vectorial orientado al campo, y se lleva a cabo la inclusión de un inversor con modulación por ancho de pulsos en el sistema. Todos estos dispositivos permiten el funcionamiento de un vehículo eléctrico propulsado por un motor de inducción.

Una vez definido y dimensionado el accionamiento eléctrico deseado, se usa el entorno de programación *MATLAB* para la realización de simulaciones que emulen el comportamiento del vehículo ante situaciones propias de la conducción.

Finalmente, se analizan los resultados obtenidos y se evalúa el funcionamiento del sistema de control implantado para sacar las conclusiones pertinentes acerca de la validez del mismo.

Abstract

This project focuses his attention in the development of an electrical drive in the context of an electric vehicle, with special interest in the velocity control system.

To attain it, a theoretical study about de induction machine is made to analyze de viability of his use as a motor for an electric vehicle. The question of the dynamical problem related to a vehicle in motion is raised. The field oriented control system is entirely developed and also an electronic converter is included in the system. All this devices allows the right operation of an electric vehicle propelled by an induction motor.

Once the electric drive is defined and sized, we use the *MATLAB* programming environment to make different simulations to pretend the performance of the vehicle facing real situations of real driving.

Finally, the obtained results are analyzed to evaluate the utility of the implemented control system to draw conclusions about the validity of the mentioned system.

ÍNDICE

Resumen.....	3
Abstract	4
ÍNDICE.....	5
1. INTRODUCCIÓN	7
1.1. Motivación	8
1.2. Objetivo	9
1.3. Metodología	10
1.4. Marco teórico	11
1.4.1. Estado del arte	11
1.4.2. Requisitos de una máquina de tracción	12
2. MOTOR ASÍNCRONO O DE INDUCCIÓN	14
2.1. Descripción	15
2.2. Principio de funcionamiento	16
2.3. Modelo matemático	17
2.4. Transformaciones matemáticas	19
2.4.1. Transformación de Clarke ($abc \rightarrow \alpha\beta$):	20
2.4.2. Transformación de Park ($\alpha\beta \rightarrow dq$):	21
2.5. Modelo en marco de referencia dq	22
2.6. Modelo en valores en por unidad	25
2.7. Características de funcionamiento	27
2.8. Adaptación al vehículo.	29
2.9. Factores de diseño para la tracción vehicular	31
3. CONTROL VECTORIAL ORIENTADO AL CAMPO (FOC)	33
3.1. Introducción a los sistemas de control	34
3.2. Orientación al flujo	35
3.3. Dinámica del flujo	37
3.3.1. Control vectorial indirecto	38
3.3.2. Control vectorial directo	39
3.4. Modelo en fuente de tensión	40
3.5. Ajuste de los reguladores	43

3.5.1.	Regulador de corriente	45
3.5.2.	Regulador de flujo	46
3.5.3.	Regulador de par	47
3.5.4.	Regulador de velocidad	48
4.	INVERSOR TRIFÁSICO	51
4.1.	Descripción	52
4.2.	Modulación por ancho de pulso (PWM)	53
4.3.	Modulación sinusoidal del ancho de pulso	56
5.	SIMULACIONES	58
5.1.	Modulación S – PWM	59
5.2.	Arranque hasta velocidad máxima	63
5.3.	Pendiente pronunciada	65
5.4.	Ciclo urbano ECE – 15	68
6.	CONCLUSIONES	72
7.	VIABILIDAD DEL PROYECTO	73
7.1.	Presupuesto	74
7.2.	Planificación	75
7.3.	Propuestas futuras	76
7.4.	Impacto socio-económico	77
7.5.	Marco regulador	78
8.	ANEXOS	79
8.1.	Esquema MATLAB	80
8.2.	Parámetros	81
	FIGURAS	82
	BIBLIOGRAFÍA	84

1. INTRODUCCIÓN

1.1. Motivación

Hoy en día, el vehículo es usado de manera masiva por una gran parte de la población global en su vida diaria. La sociedad actual está concebida en torno a las facilidades de transporte que proporciona el vehículo personal a cada individuo. La tecnología sobre la que se ha basado la propulsión de estos aparatos desde su masificación ha sido, en su gran mayoría, la de los motores de combustión interna alimentados por combustibles fósiles provenientes del petróleo [1]. En torno a estos motores se ha ido desarrollando a lo largo del último siglo la industria automovilística.

Sin embargo, actualmente el proceso de calentamiento global se ha convertido en un problema para todo el planeta [2]. Se ha adquirido conciencia de la importancia del cuidado del medioambiente para nuestro futuro. Uno de los principales objetivos de este nuevo movimiento a favor de la sostenibilidad consiste en reducir las emisiones de gases que provocan el efecto invernadero. Una de las mayores fuentes de emisión de CO_2 , principal causante del efecto invernadero, es el conjunto de vehículos que consumen derivados del petróleo, como son la gasolina y el gasoil, para su funcionamiento. Esto unido al hecho de que el petróleo es una fuente finita de energía, condenada por su propia naturaleza a agotarse en un futuro no demasiado lejano, ha provocado una búsqueda de innovación tecnológica en el sector automovilístico. El objetivo principal es encontrar un sustituto de la fuente de energía contaminante utilizada actualmente que permita disfrutar de las facilidades que proporciona un vehículo y que a su vez respete el medio ambiente [2].

La energía eléctrica se presenta como la mejor solución para cumplir con ambos requisitos, ya que puede proporcionar la energía necesaria para que un vehículo funcione de idéntica manera a como lo hace con un motor de combustión interna, y además su uso no produce ningún tipo de emisión durante su consumo [3]. Esto hace que la investigación y la inversión para desarrollar soluciones industriales que busquen conseguir esta adaptación sean cada vez más numerosas y de mayor calado.

El vehículo eléctrico representa el futuro de la industria del automóvil y supone un cambio hacia el uso de soluciones tecnológicas que den mayor importancia a la sostenibilidad y al medio ambiente en todos los ámbitos [4]. Sin embargo, aún requiere de un gran trabajo para llegar a suplir el lugar que actualmente tienen los motores de combustión, principalmente por la poca autonomía que presentan las baterías eléctricas [5]. Es necesario por tanto que el consumo energético que se realiza en todo momento tenga el máximo rendimiento posible y en esto el sistema de control juega un papel crucial.

Todo lo descrito anteriormente hace que el estudio de cualquier proceso relacionado con el motor eléctrico y su integración en un vehículo tenga un especial interés. Por ello se ha elegido la realización de este trabajo, que analiza el uso y desarrollo del sistema de control de un motor de inducción en un vehículo eléctrico.

1.2. Objetivo

Este trabajo tiene como objetivo el desarrollo de un accionamiento eléctrico en un coche eléctrico, en concreto de un sistema de control vectorial orientado al campo aplicado sobre el motor de inducción de un vehículo eléctrico. Para llevar a cabo las distintas simulaciones se ha usado el entorno de programación *MATLAB*, más concretamente sus aplicaciones *Simulink*, que permite el análisis de sucesos en sistemas dinámicos, y *Simscape Power Systems* que permite modelar sistemas de potencia eléctricos.

Se han establecido los siguientes objetivos específicos a lo largo del trabajo para lograr el desarrollo del accionamiento eléctrico:

- Analizar y estudiar el funcionamiento de un motor de inducción trabajando fuera del vehículo eléctrico.
- Construir un modelo que represente el funcionamiento de dicho motor trabajando en régimen permanente en un punto de operación dado. Establecer las correspondientes ecuaciones tanto en valores del Sistema Internacional como en valores en por unidad.
- Realizar las modificaciones necesarias sobre el modelo anteriormente definido para adaptar el funcionamiento del motor al problema dinámico de un vehículo eléctrico.
- Analizar la viabilidad de la máquina de inducción como motor de una máquina de tracción, y describir las consideraciones de diseño necesarias para un uso de este tipo.
- Desarrollar y dimensionar un sistema de control vectorial orientado al campo (*FOC*) que permita realizar cambios en las consignas de entrada del motor y que este tenga la respuesta adecuada en todo momento.
- Desarrollar el convertidor que alimentará al motor de inducción a través de la modulación sinusoidal por ancho de pulso (*S-PWM*)
- Llevar a cabo las simulaciones necesarias para comprobar el correcto funcionamiento del vehículo ante distintos ciclos de conducción estandarizados y situaciones propias de la conducción como son:
 - Aceleración hasta la velocidad máxima
 - Descenso de una pendiente pronunciada
 - Ciclo de conducción urbano *ECE* – 15
- Establecer las conclusiones finales pertinentes, comentar la viabilidad y los costes de la implantación de este sistema en un vehículo real y proponer distintos avances posibles para este trabajo.

1.3. Metodología

Para el cumplimiento de los objetivos anteriormente mencionados se ha estructurado el trabajo en cuatro bloques diferenciados, que siguen el desarrollo del modelo realizado hasta la obtención de las simulaciones del modelo correspondiente y su posterior análisis.

En el primer bloque, se realiza una introducción a la máquina asíncrona de manera general y se concreta el uso del motor de inducción de jaula de ardilla. Se partirá del circuito monofásico equivalente de una máquina asíncrona trabajando como motor para deducir las ecuaciones dinámicas en variables trifásicas del mismo. Para facilitar los cálculos posteriores se recurrirá a una serie de transformaciones matemáticas sobre las ecuaciones halladas, hasta referirlas a un marco de referencia giratorio dq que convertirá las variables trifásicas sinusoidales en magnitudes constantes en régimen permanente. Una vez definido nuestro sistema mediante ecuaciones en valores reales seguiremos los pasos necesarios para establecerlo en valores en por unidad. También en este bloque se realizará el análisis del problema dinámico del vehículo así como algunas consideraciones a la hora del dimensionamiento del motor.

El segundo bloque está dedicado al cálculo del sistema de control. Se realiza una introducción a los sistemas de control vectorial y se especifica el uso del control vectorial directo en fuente de tensión. Posteriormente se detallan todos los cálculos y métodos seguidos para calcular los parámetros de los reguladores del control vectorial orientado al campo de manera que se logre un funcionamiento correcto ante cambios en la consigna de velocidad, que será el objetivo principal del control del motor.

El tercer bloque se centra en el inversor, que transformará la tensión continua de la fuente ideal, que modela la batería del coche eléctrico, en tensión alterna que permita el funcionamiento del motor según los cambios de consigna del control. Se realiza primero una descripción del dispositivo, su composición y funcionamiento, y posteriormente se define el método de modulación de ancho de pulsos, centrándose en el método sinusoidal que será el utilizado en este trabajo.

Por último, se realizan diferentes simulaciones integrando el modelo del motor-control con el modelo dinámico del vehículo eléctrico que permitirán comprobar el correcto funcionamiento del vehículo ante posibles situaciones reales, como son un ciclo de conducción urbano estándar, una situación de aceleración hasta la velocidad máxima y el descenso de una pendiente pronunciada. Se analizarán en cada caso las distintas variables del motor que definen su comportamiento, así como la capacidad del mismo para seguir las consignas demandadas y el proceso seguido para ello.

1.4. Marco teórico

Es conveniente antes de comenzar con el desarrollo específico del trabajo, interesarse por el desarrollo de la industria automovilística eléctrica y su situación actual, así como por los motores eléctricos usados a día de hoy en los diferentes vehículos del mercado. Esto permitirá situar el contexto tecnológico del trabajo y también comprender la importancia de un tema tan de actualidad como es el coche eléctrico.

Además, resulta necesario realizar un análisis acerca de las características habituales de las máquinas de tracción que trabajan en un vehículo. Esto permitirá comprender mejor las necesidades, requisitos y exigencias que se deben afrontar en el trabajo para poder construir una máquina de tracción a la altura de los vehículos con los que se ha venido circulando las últimas décadas.

1.4.1. Estado del arte

A pesar de que los últimos lanzamientos de distintos modelos de vehículos eléctricos de aspecto futurista por parte de grandes marcas del automóvil dan a este tipo de vehículos unos tintes de descubrimiento y nueva invención, lo cierto es que esta tecnología fue en realidad la precursora de los vehículos a motor de combustión interna que ha dominado el transporte durante el último siglo [6]. De hecho, inicialmente se apostó por el desarrollo los motores eléctricos como fuente de propulsión, y el primer coche eléctrico data de 1881, obra del francés Charles Jentaud [7].

Sin embargo, tras la aparición del petróleo y el desarrollo de las tecnologías de refinación y extracción, los motores de combustión interna ganaron terreno hasta desbancar al coche eléctrico, que se vería relegado a un segundo plano hasta las primeras crisis del petróleo en los años 70, cuando la conciencia medioambiental empezó a despertar y se comenzó a comprender la necesidad de un nuevo modelo de automóvil que respondiera a las necesidades medioambientales y sostenibles que se asumen actualmente. Desde entonces se han venido desarrollando diferentes soluciones que permiten la convivencia de ambas tecnologías en la misma máquina, como son los vehículos híbridos. Es esta una tecnología puntera en el mercado que lleva siendo referencia desde finales del siglo XX y que permite combinar ambas tecnologías (térmica y eléctrica) en un mismo vehículo [8], compenetrándose entre ellas. Sin embargo, el desarrollo de modelos de coches totalmente eléctricos sigue siendo el futuro de la tracción vehicular.

Esta nueva generación de vehículos eléctricos presenta una serie de características envidiables. Los últimos modelos hasta la fecha cuentan con autonomías de hasta 500 kilómetros a través de baterías de ión-litio con enlace de continua a 400 V, capaces de suministrar cerca de 70 kWh. [9] Estas baterías alimentan motores de inducción como los que se describen posteriormente en este trabajo, que proporcionan hasta 500 CV y un par máximo

de 600 *Nm* de potencia en situación de plena de carga de las baterías. Estos motores permiten aceleraciones de 0 a 100 *km/h* en menos de 3 segundos en los modelos más avanzados [10].

Como se comprueba, las prestaciones de los modelos más actuales son muy satisfactorias y aunque existen algunos inconvenientes como el peso del conjunto de baterías (hasta 1000 *kg*) [11], el tamaño del motor, que en algunos modelos se encuentra dividido en dos partes, cada una de ellas situada en la parte frontal y trasera, o su precio, aún elevado para una renta media, estos vehículos representan actualmente un alternativa totalmente real al automóvil clásico de motor de combustión interna.

1.4.2. Requisitos de una máquina de tracción

Los accionamientos eléctricos que participan en el funcionamiento de una máquina de tracción deben cumplir una serie de requisitos para que puedan ser aptos para la conducción y para que resulten económica y técnicamente viables para la industria automovilística. Estos requisitos vienen definidos por los siguientes conceptos [12].

- Alto par de arranque: Es necesario un par inicial elevado, como también lo es contar con un alto par en situaciones de bajas velocidades y de remonte ante inclinaciones de terrenos empinados.
- Potencia elevada: El vehículo debe contar con una alta potencia en situaciones de navegación a máxima velocidad.
- Amplio rango de velocidades: El motor utilizado debe poder responder de manera satisfactoria en un amplio espectro de velocidades sin perjuicio de su funcionamiento.
- Alta eficiencia: Debe presentar una eficiencia competente en todo el rango de velocidades definido anteriormente, incluyendo las situaciones de bajo par de carga.
- Alta densidad de par y potencia: El concepto de densidad de par y de potencia se define como el coeficiente entre la potencia o el par máximo, y el volumen de la máquina. Esta característica tiene una gran importancia, ya que una alta densidad de par y potencia implica que el motor que propulsa el vehículo requiere un menor tamaño, aspecto que se reflejará con seguridad en el peso total del móvil.
- Capacidad de sobrecarga: El motor se verá sometido a situaciones donde el par de carga llegue a doblar el par nominal de la máquina en breves periodos de tiempo, y por tanto debe ser capaz de soportar dichas sobrecargas.
- Alta fiabilidad y robustez: El entorno automovilístico requiere que la máquina con la que se trabaje proporcione seguridad al utilitario en su uso diario.

La conjunción de todos estos requisitos se puede representar de manera un tanto esquemática mediante la siguiente figura que relaciona potencia par y velocidad, donde quedan definidos los cuatro primeros requisitos.

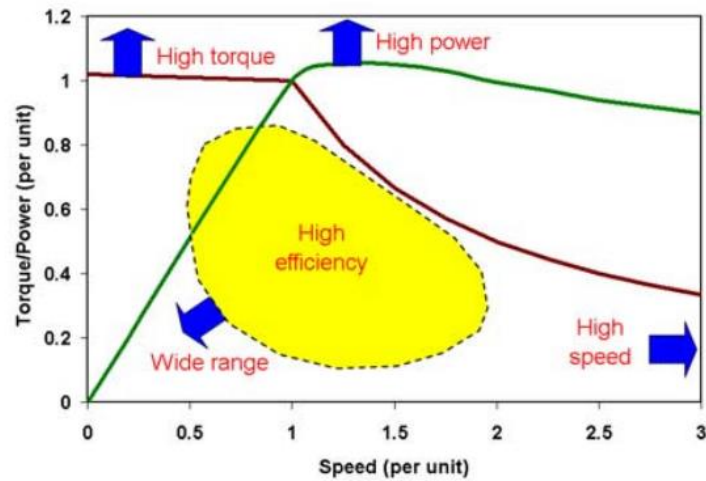


Figura 1.1 Requisitos de un accionamiento eléctrico en una máquina de tracción [12].

Una accionamiento eléctrico que reuniese todos y cada uno de los requisitos a la perfección sería el candidato ideal, pero la práctica demuestra, que generalmente, las características de las máquinas llevan siempre a contradicciones. Es por tanto necesario realizar elecciones entre los diferentes requisitos y solventar de la manera más simple aquellos que sea imposible aunar con los demás.

2. MOTOR ASÍNCRONO O DE INDUCCIÓN

2.1. Descripción

Las máquinas asíncronas o de inducción se componen, como toda máquina eléctrica rotativa, de un rotor y de un estátor, ambos con forma cilíndrica en los que aparecerán campos magnéticos giratorios [13]. En la superficie interna del estátor existen unas acanaladuras situadas longitudinalmente donde se aloja el devanado estatórico. El rotor y el estátor se construyen a base de apilar chapas magnéticas aisladas unas de otras para reducir las pérdidas magnéticas.

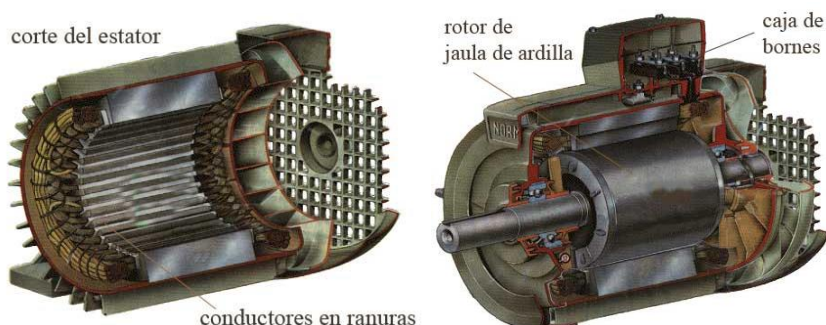


Figura 2.1 Estátor y rotor [14].

La principal característica de estas máquinas reside en el rotor, que se encuentra en cortocircuito sobre sí mismo, mientras que la configuración del devanado del estátor es muy similar al de las máquinas síncronas. Existen dos configuraciones habituales para el rotor de esta máquina, que son [13], [15]:

- Jaula de ardilla: En este modelo se encuentran unas barras de metal conductor unidas en ambos extremos a unos anillos de cortocircuito del mismo material, lo que le confiere el aspecto de jaula del que toma el nombre.
- Anillos rozantes o de rotor bobinado: El devanado del rotor en este caso se asemeja al del estátor, con las fases generalmente conectadas en estrella en un extremo y al exterior por medio de un colector compuesto por anillos conductores (uno por fase) aislados entre sí. Sobre estos anillos, a su vez, hacen contacto unas escobillas de grafito, que permitirán modificar el circuito del rotor según sea conveniente.

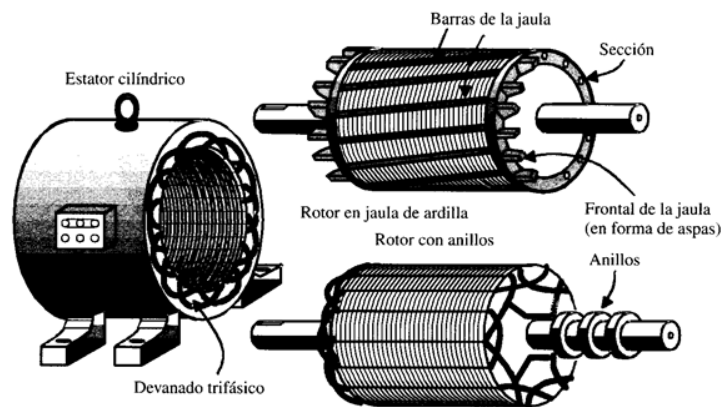


Figura 2.2 Tipos de máquinas asíncronas [15].

Debido a sus características, este tipo de máquinas son comúnmente utilizadas como motor en la industria actual. Presentan una gran fiabilidad, buena resistencia a sobrecargas transitorias y también una muy buena relación entre el peso de la máquina y la potencia producida, lo que hace que estas máquinas sean idóneas para la industria automovilística eléctrica. Por otro lado, la máquina de inducción puede funcionar como generador, y es muy utilizado en la generación de energía eólica, donde se precisan generadores robustos capaces de soportar condiciones aleatorias y cambiantes.

Dado que en este trabajo se busca calcular y estudiar el control de un motor de inducción trabajando en un vehículo eléctrico, a partir de ahora se hablará exclusivamente del motor de jaula de ardilla, motor comúnmente utilizado en la industria automovilística.

2.2. Principio de funcionamiento

El motor de jaula de ardilla es una máquina de corriente alterna que será alimentada a partir de una red trifásica equilibrada. Esta alimentación se conecta únicamente al devanado de la parte inmóvil de la máquina, el estátor. La parte móvil o rotor está compuesta por unas barras macizas de material conductor, embutidas dentro del núcleo magnético y cortocircuitado mediante unos anillos en los extremos de la máquina.

El devanado del estátor se encuentra conectado a un sistema trifásico equilibrado cuyas fases distan $2\pi/3$ radianes eléctricos entre sí, con lo que estos devanados deben estar separados $2\pi/3$ radianes mecánicos para así producir un campo magnético giratorio, según lo establecido en el Teorema de Ferraris [15]. Este campo magnético tendrá una amplitud constante y girará a la denominada velocidad de sincronismo, definida mediante la siguiente expresión:

$$\Omega_1 = \frac{2 \cdot \pi \cdot f_1}{p} \left[\frac{\text{rad mec}}{s} \right] \quad (2.1.)$$

$$n_1 = \frac{60 \cdot f_1}{p} [\text{rpm}] \quad (2.2.)$$

$$\omega_1 = \Omega_1 \cdot p = 2 \cdot \pi \cdot f_1 \left[\frac{\text{rad elec}}{s} \right] \quad (2.3.)$$

Donde:

Ω_1 : Velocidad de sincronismo en radianes geométricos o mecánicos por segundo.

n_1 : Velocidad de sincronismo en revoluciones por minuto.

ω_1 : Velocidad de sincronismo en radianes eléctricos por segundo.

f_1 : Frecuencia de la corriente de alimentación en Hz

p : Número de pares de polos.

Estando el rotor en reposo, el giro del campo magnético del estátor creará una fuerza electromotriz en el devanado rotórico, que al estar cortocircuitado provoca la aparición de corrientes en el mismo. Estas corrientes, junto con el campo magnético del estátor, crearán un

par mecánico en el eje de la máquina que, en virtud del principio de acción y reacción, intentará evitar que se produzcan variaciones en el flujo magnético. El rotor por tanto comenzará a rotar siguiendo el movimiento giratorio del campo magnético del estátor para así disminuir el movimiento relativo entre campo giratorio y rotor, causa de la aparición de ese par. Este movimiento relativo solo desaparecería si el rotor girase a la misma velocidad que el campo giratorio, es decir, a la velocidad de sincronismo. Pero no será posible alcanzar nunca dicha velocidad ya que de lograrlo no se inducirían corrientes en el rotor y no habría par en el eje con lo que la velocidad se reduciría de nuevo.

En resumen, se alimenta el estátor con un sistema trifásico equilibrado que produce, en virtud del Teorema de Ferraris, un flujo magnético giratorio en el estátor. Al no ser constante se inducen corrientes en el devanado del rotor. Estas corrientes inmersas en el flujo magnético generan una fuerza electromotriz que produce un par en el eje de la máquina, lo que hace que el motor salga del estado de reposo y empiece a girar [14]. Cuando la velocidad del rotor alcanza la velocidad de sincronismo, el flujo magnético es constante respecto del rotor, y cesa la fuerza electromotriz y por tanto el par. La velocidad del rotor en estas máquinas es por tanto cercana a la velocidad de sincronismo sin llegar nunca a alcanzarla.

$$\Omega_1 > \Omega \quad (2.4)$$

Esta diferencia entre velocidades se expresa mediante el deslizamiento, que se define como:

$$s = \frac{\Omega_1 - \Omega}{\Omega_1} = \frac{\omega_1 - \omega}{\omega_1} = \frac{\omega_2}{\omega_1} \quad (2.5)$$

Donde ω_2 corresponde a la denominada velocidad relativa o de deslizamiento de la máquina.

2.3. Modelo matemático

A partir del circuito equivalente, donde se representan de manera simplificada los circuitos electromagnéticos presentes en la máquina, se van a definir las ecuaciones dinámicas que rigen el funcionamiento del motor. Dicho circuito, suponiendo que la conexión de los devanados del estátor y los devanados del rotor tienen configuración en estrella, se expresa en la siguiente figura:

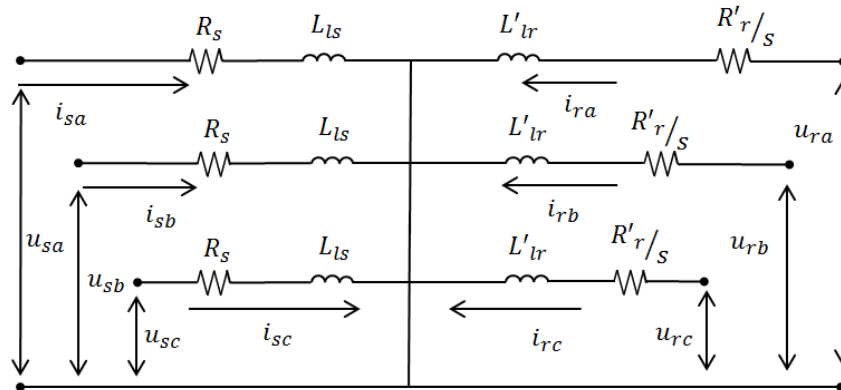


Figura 2.3 Circuito eléctrico equivalente.

Dónde:

$u_{sa}(t), u_{sb}(t), u_{sc}(t)$: Voltajes de las fases del estátor [V]

$u_{ra}(t), u_{rb}(t), u_{rc}(t)$: Voltajes de las fases del rotor [V]

$i_{sa}(t), i_{sb}(t), i_{sc}(t)$: Corrientes de las fases del estátor [A]

$i_{ra}(t), i_{rb}(t), i_{rc}(t)$: Corrientes de las fases del rotor [A]

R_s : Resistencia del estátor [Ω]

L_{ls} : Inductancia propia de dispersión del estátor [H]

R'_r : Resistencia del rotor referida al estátor [Ω]

L'_{lr} : Inductancia propia de dispersión del rotor referida al estátor [H]

L_m : Inductancia magnetizante [H]

Planteando las ecuaciones diferenciales se obtienen las siguientes ecuaciones [16]:

Estátor :

$$u_{sa}(t) = i_{sa}(t) \cdot R_s + \frac{di_{sa}(t)}{dt} \cdot L_{ls} + \left(\frac{di_{sa}(t)}{dt} + \frac{di_{ra}(t)}{dt} \right) \cdot L_m \quad (2.6.)$$

$$u_{sb}(t) = i_{sb}(t) \cdot R_s + \frac{di_{sb}(t)}{dt} \cdot L_{ls} + \left(\frac{di_{sb}(t)}{dt} + \frac{di_{rb}(t)}{dt} \right) \cdot L_m \quad (2.7.)$$

$$u_{sc}(t) = i_{sc}(t) \cdot R_s + \frac{di_{sc}(t)}{dt} \cdot L_{ls} + \left(\frac{di_{sc}(t)}{dt} + \frac{di_{rc}(t)}{dt} \right) \cdot L_m \quad (2.8.)$$

Rotor :

$$u_{ra}(t) = i_{ra}(t) \cdot \frac{R'_r}{s} + \frac{di_{ra}(t)}{dt} \cdot L'_{lr} + \left(\frac{di_{sa}(t)}{dt} + \frac{di_{ra}(t)}{dt} \right) \cdot L_m \quad (2.9.)$$

$$u_{rb}(t) = i_{rb}(t) \cdot \frac{R'_r}{s} + \frac{di_{rb}(t)}{dt} \cdot L'_{lr} + \left(\frac{di_{sb}(t)}{dt} + \frac{di_{rb}(t)}{dt} \right) \cdot L_m \quad (2.10.)$$

$$u_{rc}(t) = i_{rc}(t) \cdot \frac{R'_r}{s} + \frac{di_{rc}(t)}{dt} \cdot L'_{lr} + \left(\frac{di_{sc}(t)}{dt} + \frac{di_{rc}(t)}{dt} \right) \cdot L_m \quad (2.11.)$$

Como el devanado del rotor está cortocircuitado se cumple que los voltajes de cada fase del rotor son nulos, es decir que se cumple la condición $u_{ra}(t), u_{rb}(t), u_{rc}(t) = 0$. Además se definen las siguientes relaciones entre las inductancias de la máquina [16]:

Inductancia del devanado del estátor :

$$L_s = L_{ls} + L_m \quad (2.12.)$$

Inductancia del devanado del rotor :

$$L_r = L'_{lr} + L_m \quad (2.13.)$$

Al sustituir estas nuevas variables en las ecuaciones (2.6) y (2.9) de la fase a y dando por hecho que, al tratarse de un sistema trifásico equilibrado, estas ecuaciones son idénticas en las tres fases a , b y c , se obtiene:

Estátor :

$$u_{sa}(t) = i_{sa}(t) \cdot R_s + \frac{di_{sa}(t)}{dt} \cdot L_s + \frac{di_{ra}(t)}{dt} \cdot L_m \quad (2.14.)$$

Rotor :

$$0 = i_{ra}(t) \cdot \frac{R'_r}{s} + \frac{di_{ra}(t)}{dt} \cdot L_r + \frac{di_{sa}(t)}{dt} \cdot L_m \quad (2.15.)$$

Se define ahora el flujo tanto del rotor (φ_{ra}) como del estátor (φ_{sa}) en la fase a :

Flujo del estátor :

$$\frac{d\varphi_{sa}}{dt} = \frac{di_{sa}(t)}{dt} \cdot L_s + \frac{di_{ra}(t)}{dt} \cdot L_m \quad (2.16.)$$

Flujo del rotor :

$$\frac{d\varphi_{ra}}{dt} = \frac{di_{sa}(t)}{dt} \cdot L_m + \frac{di_{ra}(t)}{dt} \cdot jL_r \quad (2.17.)$$

Y se procede a sustituir estos valores sobre las ecuaciones (2.14) y (2.15), resultando:

Estátor :

$$u_{sa}(t) = i_{sa}(t) \cdot R_s + \frac{d\varphi_{sa}}{dt} \quad (2.18.)$$

Rotor :

$$0 = i_{sa}(t) \cdot \frac{R'_r}{s} + \frac{d\varphi_{ra}}{dt} \quad (2.19.)$$

Estas ecuaciones son idénticas en las tres fases a , b y c . Trabajar con ellas por separado sería largo y tedioso, y a la hora de realizar cálculos complicados más adelante resulta poco eficaz. Por ello se suelen aplicar las transformaciones matemáticas necesarias para obtener, a partir de variables trifásicas variables en el tiempo, unas variables complejas constantes en el tiempo.

2.4. Transformaciones matemáticas

El comportamiento del motor de inducción trifásico viene definido por las ecuaciones halladas en el apartado anterior. El modelado matemático de las 6 ecuaciones diferenciales de dicho sistema resultaría demasiado complejo, ya que todas las variables definidas cambiarían continuamente en función del tiempo. Para lograr simplificar el trabajo con el sistema trifásico

se busca un sistema de referencia respecto al cual las variables sean constantes a lo largo del tiempo. Esto se consigue aplicando las transformaciones que se describen a continuación [17].

2.4.1. Transformación de Clarke ($abc \rightarrow \alpha\beta$):

Esta transformación permite llevar nuestro sistema trifásico variable en el tiempo a un número complejo variable en el tiempo a través del concepto de vector espacial. Para ello se transforma el sistema de referencia trifásico estacionario en un sistema ortogonal estacionario [18].

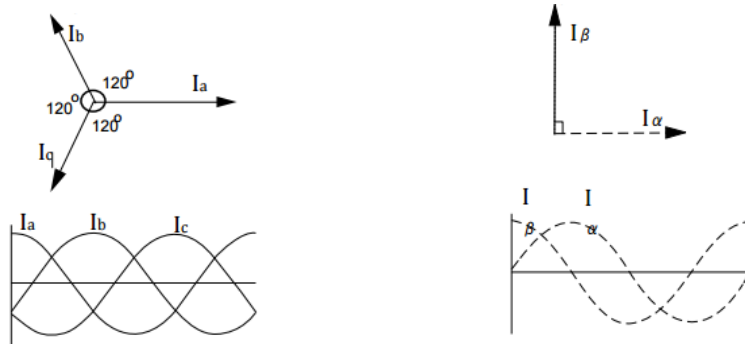


Figura 2.4 Transformación de Clarke.

Se parte de las variables instantáneas trifásicas y se toma como ejemplo la corriente:

$$i_a(t) = \sqrt{2} \cdot I \cdot \cos(\omega \cdot t) \rightarrow \text{Fasor: } \bar{I}_a = I_{\angle 0^\circ} \quad (2.20.)$$

$$i_b(t) = \sqrt{2} \cdot I \cdot \cos\left(\omega \cdot t - \frac{2\pi}{3}\right) \rightarrow \text{Fasor: } \bar{I}_b = I_{\angle -\frac{2\pi}{3}} \quad (2.21.)$$

$$i_c(t) = \sqrt{2} \cdot I \cdot \cos\left(\omega \cdot t - \frac{4\pi}{3}\right) \rightarrow \text{Fasor: } \bar{I}_c = I_{\angle -\frac{4\pi}{3}} \quad (2.22.)$$

Mediante el concepto de vector espacial, se define un número complejo variable en el tiempo:

$$\bar{I}_{\alpha\beta} = k \left(i_a(t) \cdot e^{j0} + i_b(t) \cdot e^{j\frac{2\pi}{3}} + i_c(t) \cdot e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) \quad (2.23.)$$

Donde $e^{j\theta} = \cos\theta + j\sin\theta$ (Relación de Euler) con lo que la ecuación resulta:

$$\bar{I}_{\alpha\beta} = k \left(i_a(t) \cdot [1 + j0] + i_b(t) \cdot [-1/2 + j\sqrt{3}/2] + i_c(t) \cdot \left[-\frac{1}{2} - j\sqrt{3}/2\right] \right) \quad (2.24.)$$

Que en forma matricial se expresa como:

$$\begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \\ I_0 \end{bmatrix} = k \cdot \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2.25.)$$

Se comprueba que $i_0 = i_a + i_b + i_c$ será nulo para los sistemas eléctricos equilibrados. Y la constante k permitirá escalar el módulo del vector espacial, de manera que dependiendo de su valor, el vector representará:

$$\text{Si } k = 1 \quad |I_{\alpha\beta}| = \frac{3}{2} I_{\text{máx}} \quad (2.26.)$$

$$\text{Si } k = \frac{2}{3} \quad |I_{\alpha\beta}| = I_{\text{máx}} \quad (2.27.)$$

$$\text{Si } k = \frac{\sqrt{2}}{3} \quad |I_{\alpha\beta}| = I \text{ (Valor eficaz)} \quad (2.28.)$$

$$\text{Si } k = \sqrt{\frac{2}{3}} \quad |I_{\alpha\beta}| = \sqrt{3} \cdot I \text{ (Invarianza de potencia)} \quad (2.29.)$$

En este trabajo se utilizará $k = 2/3$ para que la magnitud del vector espacial sea el valor pico o máximo de las ondas sinusoidales en estudio.

2.4.2. Transformación de Park ($\alpha\beta \rightarrow dq$):

Esta transformación permite obtener magnitudes constantes a partir de magnitudes con variaciones sinusoidales. [19] Para ello se procede a llevar la variable referenciada en un sistema $\alpha\beta$ a un marco de referencia que gire solidario a la velocidad angular del vector. Se logra así obtener un número complejo que se mantenga como una constante a lo largo del tiempo en régimen permanente [20].

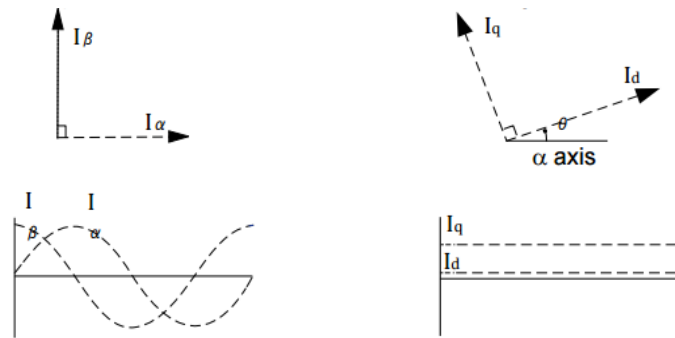


Figura 2.5 Transformación de Park.

Partiendo del vector $i_{\alpha\beta}$ definido anteriormente se aplica la transformación:

$$\overline{I_{dq}} = \overline{I_{\alpha\beta}} * e^{-j\omega \cdot t} = \overline{I_{\alpha\beta}} * (\cos(\omega \cdot t) - j\text{sen}(\omega \cdot t)) \quad (2.30.)$$

Que en forma matricial se expresa como:

$$\begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega \cdot t) & \text{sen}(\omega \cdot t) \\ -\text{sen}(\omega \cdot t) & \cos(\omega \cdot t) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} \quad (2.31.)$$

2.5. Modelo en marco de referencia dq

Se aplicarán ahora las transformaciones definidas en el apartado anterior a las ecuaciones en variables instantáneas trifásicas calculadas anteriormente. Se aplica en primer lugar la transformada de Clarke para obtener las mismas expresiones en vectores espaciales:

Estátor :

$$\overline{U_s^{\alpha\beta}} = \overline{I_s^{\alpha\beta}} \cdot R_s + \frac{d\overline{\varphi_s^{\alpha\beta}}}{dt} \quad (2.32.)$$

Rotor :

$$0 = \overline{I_r^{\alpha\beta}} \cdot \frac{R_r'}{s} + \frac{d\overline{\varphi_r^{\alpha\beta}}}{dt} \quad (2.33.)$$

Posteriormente, antes de aplicar la transformada de Park, es preciso referir ambas ecuaciones al mismo marco de referencia, ya que cada una viene definida según la frecuencia del estátor y del rotor respectivamente. Ambas ecuaciones se referirán al marco de referencia del estátor, para ello se modifican las variables del rotor según:

$$\overline{I_r^{\alpha\beta s}} = \overline{I_r^{\alpha\beta r}} \cdot e^{j\theta} \quad (2.34.)$$

$$\overline{\varphi_r^{\alpha\beta s}} = \overline{\varphi_r^{\alpha\beta r}} \cdot e^{j\theta} \quad (2.35.)$$

Se sustituyen estas variables en la ecuación (2.33) que está referida al marco de referencia del rotor, y se obtiene:

$$0 = \overline{I_r^{\alpha\beta r}} \cdot e^{j\theta} \cdot \frac{R_r'}{s} + \frac{d\overline{\varphi_r^{\alpha\beta r}} \cdot e^{j\theta}}{dt} = \overline{I_r^{\alpha\beta s}} \cdot \frac{R_r'}{s} + \frac{d\overline{\varphi_r^{\alpha\beta r}} \cdot e^{j\theta}}{dt} + j \cdot \omega \cdot \overline{\varphi_r^{\alpha\beta r}} \cdot e^{j\theta} \quad (2.36.)$$

$$0 = \overline{I_r^{\alpha\beta s}} \cdot \frac{R_r'}{s} + \frac{d\overline{\varphi_r^{\alpha\beta s}}}{dt} - j \cdot \omega \cdot \overline{\varphi_r^{\alpha\beta s}} \quad (2.37.)$$

En resumen las ecuaciones en un marco de referencia $\alpha\beta$ referido al estátor:

Estátor :

$$\overline{U_s^{\alpha\beta}} = \overline{I_s^{\alpha\beta}} \cdot R_s + \frac{d\overline{\varphi_s^{\alpha\beta}}}{dt} \quad (2.38.)$$

Rotor :

$$0 = \overline{I_r^{\alpha\beta}} \cdot \frac{R_r'}{s} + \frac{d\overline{\varphi_r^{\alpha\beta}}}{dt} - j \cdot \omega \cdot \overline{\varphi_r^{\alpha\beta}} \quad (2.39.)$$

Se puede aplicar ahora la transformación de Park en estas ecuaciones. Como se verá más tarde, se orientará el sistema de referencia giratorio dq según el vector de flujo del rotor, por tanto el ángulo de giro será θ_R [21]:

Estátor :

$$\overline{U_s^{\alpha\beta}} \cdot e^{-j\theta_R} = \overline{I_s^{\alpha\beta}} \cdot e^{-j\theta_R} \cdot R_s + \frac{d\overline{\varphi_s^{\alpha\beta}} \cdot e^{-j\theta_R}}{dt} \quad (2.40.)$$

$$\overline{U_s^{dq}} = \overline{I_s^{dq}} \cdot R_s + \frac{d\overline{\varphi_s^{dq}}}{dt} + j \cdot \omega_1 \cdot \overline{\varphi_s^{dq}} \quad (2.41.)$$

Rotor :

$$0 = \overline{I_r^{\alpha\beta}} \cdot e^{-j\theta_R} \cdot \frac{R'_r}{s} + \frac{d\overline{\varphi_r^{\alpha\beta}} \cdot e^{-j\theta_R}}{dt} - j \cdot \omega \cdot \overline{\varphi_r^{\alpha\beta}} \cdot e^{-j\theta_R} \quad (2.42.)$$

$$0 = \overline{I_r^{dq}} \cdot \frac{R'_r}{s} + \frac{d\overline{\varphi_{sr}^{dq}}}{dt} + j \cdot (\omega_1 - \omega) \cdot \overline{\varphi_r^{dq}} \quad (2.43.)$$

Ahora ambas ecuaciones se encuentran referidas a un mismo marco de referencia giratorio, lo que facilita su manejo y la realización de posteriores cálculos. Estas transformaciones se realizan también con las ecuaciones que describen los flujos de ambas partes de la máquina que se definieron anteriormente, y que resultan:

$$\overline{\varphi_s^{dq}} = \overline{I_s^{dq}} \cdot L_s + \overline{I_r^{dq}} \cdot L_m \quad (2.44.)$$

$$\overline{\varphi_r^{dq}} = \overline{I_s^{dq}} \cdot L_m + \overline{I_r^{dq}} \cdot L_r \quad (2.45.)$$

Para definir completamente el funcionamiento de la máquina también es necesario hallar las leyes que regulan su funcionamiento mecánico. En primer lugar, se relaciona la velocidad que alcanza el eje del motor con el par electromagnético, dependiendo del par de carga al que se vea sometido:

$$T_e - T_c = J \cdot \frac{d\Omega}{dt} \quad (2.46.)$$

Donde:

T_e : Par electromagnético [$N \cdot m$]

T_c : Par de carga [$N \cdot m$]

J : Momento de inercia [$kg \cdot m^2$]

Mientras que tanto el par de carga como el momento de inercia vienen definidos por la característica de la carga mecánica y de la máquina eléctrica respectivamente, el par electromagnético generado por el motor en su eje se define en función de la corriente que circula por el estátor y el flujo del rotor:

$$T_e = \frac{2}{3} \cdot p \cdot \frac{L_m}{L_r} \cdot \text{Im}g(\overline{I_s^{dq}} \cdot \overline{\varphi_r^{dq}}^*) \quad (2.47.)$$

Si se opera la ecuación resulta:

$$T_e = \frac{2}{3} \cdot p \cdot \frac{L_m}{L_r} \cdot (I_{sq} \cdot \varphi_{rd} - I_{sd} \cdot \varphi_{rq}) \quad (2.48.)$$

Se tiene por tanto totalmente definidas todas las ecuaciones que rigen el funcionamiento de un motor asíncrono de jaula de ardilla a partir de las cuales se construyen los distintos modelos en los diferentes entornos de programación que se utilizan en este trabajo. Estas ecuaciones son, proyectadas sobre los ejes directo y de cuadratura:

Estátor:

$$U_{sd} = I_{sd} \cdot R_s + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} - \omega_1 \cdot \varphi_{sq} \quad (2.49.)$$

$$U_{sq} = I_{sq} \cdot R_s + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} + \omega_1 \cdot \varphi_{sd} \quad (2.50.)$$

$$\varphi_{sd} = L_s \cdot I_{sd} + L_m \cdot I_{rd} \quad (2.51.)$$

$$\varphi_{sq} = L_s \cdot I_{sq} + L_m \cdot I_{rq} \quad (2.52.)$$

Rotor:

$$0 = I_{rd} \cdot R_r + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - \omega_2 \cdot \varphi_{rd} \quad (2.53.)$$

$$0 = I_{rq} \cdot R_r + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} + \omega_2 \cdot \varphi_{rq} \quad (2.54.)$$

$$\varphi_{rd} = L_m \cdot I_{sd} + L_r \cdot I_{rd} \quad (2.55.)$$

$$\varphi_{rq} = L_m \cdot I_{sq} + L_r \cdot I_{rq} \quad (2.56.)$$

Ecuaciones mecánicas:

$$T_e = \frac{2}{3} \cdot p \cdot \frac{L_m}{L_r} \cdot (I_{sq} \cdot \varphi_{rd} - I_{sd} \cdot \varphi_{rq}) \quad (2.57.)$$

$$T_e - T_c = J \cdot \frac{d\Omega}{dt} \quad (2.58.)$$

2.6. Modelo en valores en por unidad

Es habitual y conveniente en trabajos con sistemas eléctricos de potencia establecer un sistema de valores por unidad que permita la normalización de las distintas variables que aparecen en el sistema. Esta técnica permite unos cálculos más sencillos, una evaluación más rápida del estado de trabajo de la máquina y en definitiva una simplificación de todos los modelos matemáticos con los que se trabaje. La premisa principal de este sistema es establecer un valor referente o base de una variable, a partir del cual se comparan los valores y resultados según [22]:

$$\text{Cantidad en p. u.} = \frac{\text{Valor de la cantidad}}{\text{Valor de base para esa cantidad}} \quad (2.59.)$$

De esta manera todos los valores quedarán referidos en tanto por uno. Para ello se deben establecer los valores bases de las variables principales de forma arbitraria, y a partir de estos valores se irán calculando el resto de valores de referencia a través de las correspondientes relaciones matemáticas. De manera habitual se establecen unas bases de tal manera que las variables principales sean iguales a uno en por unidad.

En este modelo se establecen las siguientes bases de manera arbitraria:

$$U \text{ base} = \text{Valor de pico de la tensión de fase – neutro en el estatór [V]}$$

$$VA \text{ base} = \text{Potencia aparente [VA]}$$

$$f \text{ base} = \text{Frecuencia [Hz]}$$

A partir de estos valores se establecen el resto de valores de referencia que permitirán completar el modelo en el sistema por unidad establecido, según las relaciones matemáticas que rigen la relación entre las distintas variables de manera automática:

$$\text{Frecuencia eléctrica } (\omega \text{ base}) = 2 \cdot f_{\text{base}} \cdot \pi \left[\frac{\text{rad}}{\text{s}} \text{ eléctricos} \right] \quad (2.60.)$$

$$\text{Velocidad angular mecánica } (\omega_m \text{ base}) = \frac{\omega_{\text{base}}}{p} \left[\frac{\text{rad}}{\text{s}} \text{ mecánicos} \right] \quad (2.61.)$$

$$\text{Corriente } (I \text{ base}) = \frac{2}{3} \cdot \frac{VA_{\text{base}}}{U_{\text{base}}} [A] \quad (2.62.)$$

$$\text{Impedancia } (Z \text{ base}) = \frac{U_{\text{base}}}{I_{\text{base}}} [\Omega] \quad (2.63.)$$

$$\text{Inductancia } (L \text{ base}) = \frac{Z_{\text{base}}}{\omega_{\text{base}}} [H] \quad (2.64.)$$

$$\text{Flujo } (\varphi \text{ base}) = \frac{U_{\text{base}}}{\omega_{\text{base}}} [Wb] \quad (2.65.)$$

$$Par (T base) = \frac{2}{3} \cdot p \cdot \varphi_{base} \cdot I_{base} = \frac{VA_{base}}{\omega_{base}} [N \cdot m] \quad (2.66.)$$

Con todos estos valores calculados se refieren las ecuaciones definidas en el apartado anterior (2.49 – 2.58), al sistema de referencia en valores por unidad que esta serie de valores definen, para ello se seguirá el concepto definido en la ecuación (2.59) A partir de estos valores se establecen el resto de valores de referencia que permitirán completar el modelo en el sistema por unidad establecido según las relaciones matemáticas que rigen la relación entre las distintas variables de manera automática. A modo de notación se establece que los valores en minúsculas se encuentran referidos al sistema en por unidad mientras que los valores en mayúsculas están referidos al sistemas de valores reales. De esta manera las ecuaciones (2.49 - 2.57) resultan:

Estátor:

$$u_{sd} = i_{sd} \cdot r_s + \left(\frac{d\varphi_{sd}}{dt}\right) \frac{1}{\omega_1} - \omega_1 \cdot \varphi_{sq} \quad (2.67.)$$

$$u_{sq} = i_{sq} \cdot r_s + \left(\frac{d\varphi_{sq}}{dt}\right) \frac{1}{\omega_1} + \omega_1 \cdot \varphi_{sd} \quad (2.68.)$$

$$\varphi_{sd} = l_s \cdot i_{sd} + l_m \cdot i_{rd} \quad (2.69.)$$

$$\varphi_{sq} = l_s \cdot i_{sq} + l_m \cdot i_{rq} \quad (2.70.)$$

Rotor:

$$0 = i_{rd} \cdot r_r + \left(\frac{d\varphi_{rd}}{dt}\right) \frac{1}{\omega_1} - \omega_2 \cdot \varphi_{rd} \quad (2.71.)$$

$$0 = i_{rq} \cdot r_r + \left(\frac{d\varphi_{rq}}{dt}\right) \frac{1}{\omega_1} + \omega_2 \cdot \varphi_{rq} \quad (2.72.)$$

$$\varphi_{rd} = l_m \cdot i_{sd} + l_r \cdot i_{rd} \quad (2.73.)$$

$$\varphi_{rq} = l_m \cdot i_{sq} + l_r \cdot i_{rq} \quad (2.74.)$$

Par electromagnético:

$$t_e = \frac{l_m}{l_r} \cdot (i_{sq} \cdot \varphi_{rd} - i_{sd} \cdot \varphi_{rq}) \quad (2.75.)$$

En cuanto a la ecuación mecánica (2.58), al operar el cambio al sistema de valores por unidad, quedará definida la constante de inercia combinada H de la siguiente manera:

$$t_e - t_c = 2 \cdot H \cdot \frac{d\omega}{dt} \quad (2.76.)$$

$$H = \frac{1}{2} \cdot \frac{J \cdot \omega_{base}^2}{VA_{base}} \quad (2.77.)$$

Estas ecuaciones definen el modelo del motor de inducción en un sistema de valores por unidad que permite un trabajo más simplificado en cuanto al cálculo y comparación de resultados, así como una mayor flexibilidad en caso de que se realicen cambios en los valores característicos del motor en algún momento del trabajo.

2.7. Características de funcionamiento.

Una vez definidas las ecuaciones correspondientes a la máquina eléctrica es conveniente realizar un análisis general de las características del funcionamiento mecánico del motor para comprender mejor las distintas situaciones a las que se puede ver sometido, así como las relaciones que existen entre el par generado y la velocidad de la máquina, definida esta última por el deslizamiento. Ambas variables son las que van a definir el comportamiento del vehículo al que propulsará el motor.

Para ello se presenta la curva par-velocidad de la máquina funcionando obviamente en régimen motor, que es el que atañe a este estudio en particular. En dicha curva se va a distinguir entre distintas regiones, cada una de ellas marcadas por unas condiciones de funcionamiento particulares. La figura que representa el funcionamiento de la máquina asíncrona en régimen motor es la siguiente:

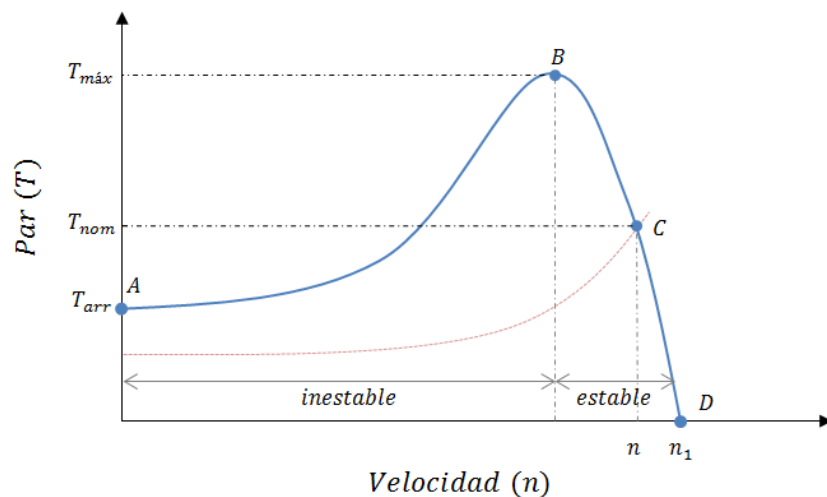


Figura 2.6 Curva par-velocidad.

Analizando la figura 2.6 se observa que se han definido dos zonas de trabajo. Una primera donde el funcionamiento de la máquina es inestable, comprendida entre el punto de arranque de la máquina (Pto A) y el punto de máximo par de la máquina (Pto B). Esta zona se denomina inestable ya que una leve variación del par de la máquina implica un gran cambio de velocidad que pueda embalar o parar el motor. Por el contrario, en la zona estable de

funcionamiento la respuesta de la velocidad ante grandes cambios en el par producido por la máquina no conlleva grandes cambios en la velocidad de la misma.

Se han destacado en la gráfica los distintos puntos de trabajo característicos. Estos puntos son:

- Pto A – Punto de Arranque: Este punto caracteriza el arranque de la máquina desde una velocidad nula. El par de arranque de la máquina T_{arr} es el par que el motor debe producir para ponerse en marcha y que debe ser superior al par de carga.
- Pto B – Punto de Par Máximo: Es en este punto donde el motor produce el máximo par que puede alcanzar. Suele darse para valores de deslizamiento comprendidos entre 0,15 ~ 0,3.
- Pto C – Punto de Funcionamiento Nominal: Se encuentra en la intersección entre la curva par-velocidad de la máquina y la curva del par de carga. Este punto representa el funcionamiento a los valores designados de la máquina, tanto a par nominal T_n como a velocidad nominal. Se denomina también punto de plena carga.
- Pto D – Punto de Sincronismo: Representa la situación en la cual la velocidad del motor alcanza la velocidad de sincronismo n_1 . Como se dijo anteriormente, esto representa una situación ficticia que jamás se produce y que se comprueba por el valor nulo del par en la gráfica.

Tras analizar las características de la figura anterior, se deduce que la zona óptima de trabajo será por tanto la correspondiente a la zona de funcionamiento estable donde la velocidad no sufre grandes variaciones [23].

Se deben tener también en cuenta los efectos que produce la variación de la frecuencia de alimentación sobre dicha curva y cómo variarán los puntos anteriormente definidos, con especial atención al punto de par máximo. Para ello se analiza la siguiente figura:

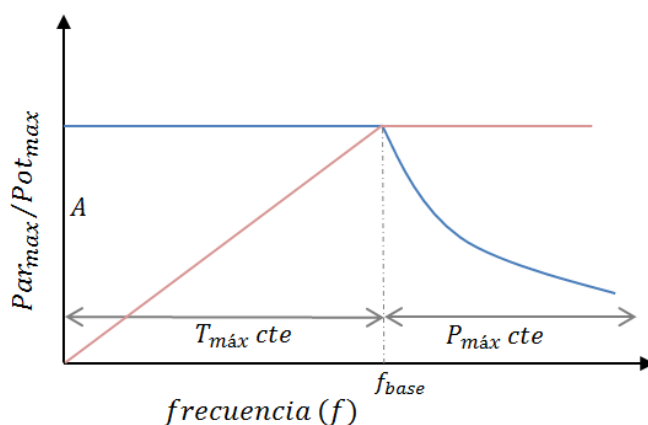


Figura 2.7 Curva par máximo-frecuencia.

En esta gráfica se representa la variación que provoca la variación de la frecuencia de alimentación en el punto de máximo par de la figura 2.6 (en azul) así como la variación de la potencia máxima generada por el motor (en rojo). Se pueden distinguir claramente dos

regiones definidas por el punto que corresponde a la curva par-velocidad a frecuencia base. Estas dos regiones son:

- Zona de Par máximo constante: A frecuencias más bajas a la frecuencia de alimentación (f_{base}), el punto de par máximo de la curva par-velocidad del motor se mantiene al mantenerse el flujo constante.
- Zona de Potencia máxima constante: Si la frecuencia de alimentación supera la frecuencia de base, el par máximo sigue una relación $T_{m\acute{a}x} \propto 1/f^2$ con la frecuencia. En este caso se encuentra un flujo variable que provoca esta variación del par.

Como puede comprobarse esta gráfica tiene un aspecto similar a la figura 1.1 que define los requisitos ideales del motor de una máquina de tracción. Por tanto, se comprobará en las simulaciones que el motor tendrá un máximo par cuando el coche eléctrico está en reposo o a bajas velocidades (frecuencia del motor menor a la frecuencia base) y alta potencia para altas velocidades del coche eléctrico (frecuencia del motor mayor a la frecuencia bases).

2.8. Adaptación al vehículo.

Se ha definido por completo el funcionamiento, tanto mecánico como eléctrico de la máquina que propulsará el vehículo. Sin embargo todo el análisis se ha realizado con el motor por separado, sin tener en cuenta su integración en el vehículo. Será necesario por tanto analizar y calcular los distintos aspectos que implica la inclusión del motor en el complicado sistema mecánico en el que consiste un vehículo. Para ello en primer lugar vamos a plantear el problema dinámico que supone el vehículo en movimiento.

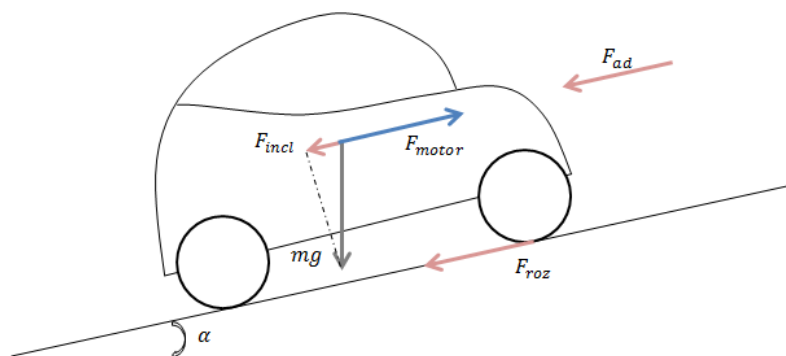


Figura 2.8 Problema dinámico.

Las fuerzas que actúan sobre el sistema serán las siguientes. La fuerza realizada por el motor eléctrico (F_{motor}) o fuerza de tracción que permite el avance del vehículo. La fuerza de rozamiento (F_{roz}) proveniente del contacto entre las ruedas y el asfalto, que se opone al avance del vehículo. La fuerza aerodinámica (F_{ad}) del aire al impactar contra el frontal del vehículo en movimiento, oponiéndose también a su avance. Y por último la fuerza de inclinación (F_{incl}), correspondiente a la componente del peso paralela a la superficie en caso de encontrarse en tramo inclinado. Esta fuerza puede favorecer u oponerse al movimiento en función de su inclinación [24]. Por tanto el sumatorio de fuerzas del sistema es el siguiente:

$$\sum F = F_{motor} - F_{ad} - F_{roz} \pm F_{incl} \quad (2.78.)$$

Es necesario por tanto conocer y definir cada una de las fuerzas anteriormente descritas. La fuerza aerodinámica viene definida por:

$$F_{ad} = \frac{1}{2} \cdot \varepsilon \cdot C_w \cdot A_f \cdot v^2 \quad (2.79.)$$

Dónde:

ε : Densidad del aire [kg/m^3]

C_w : Coeficiente de arrastre

A_f : Área frontal del vehículo [m^2]

v : Velocidad lineal del vehículo [m/s]

Mientras que la fuerza de rozamiento sigue la siguiente ecuación:

$$F_{roz} = \mu \cdot m \cdot g \cdot \cos(\alpha) \quad (2.80.)$$

Dónde:

α : Inclinación de la superficie [rad]

μ : Coeficiente de rozamiento

m : Masa del vehículo [kg]

g : Aceleración gravitatoria [m/s^2]

En el caso de la fuerza provocada por la inclinación de la superficie, su ecuación es de la siguiente manera:

$$F_{incl} = \pm m \cdot g \cdot \sin(\alpha) \quad (2.81.)$$

Se va a denominar fuerza de resistencia F_{res} a la suma de estas tres fuerzas, es decir, que esta variable se define como:

$$F_{res} = F_{ad} + F_{roz} \pm F_{incl} \quad (2.82.)$$

De esta manera si aplicamos la Segunda Ley de Newton, se obtiene:

$$F_{motor} - F_{res} = m \cdot \frac{dv}{dt} \quad (2.83.)$$

Esta ecuación es similar a la ecuación (2.44), la principal diferencia reside en que en dicha ecuación dinámica se trabaja con velocidad angular en el eje del motor así como el par electromagnético. Si se piensa en la actividad de un conductor se comprende que la variable que servirá de consigna para el motor es la velocidad de lineal de las ruedas, variable que se define en la ecuación recién definida. Es necesario por tanto relacionar ambas ecuaciones y así alcanzar la velocidad angular y el par electromagnético necesarios en el eje del motor para obtener la velocidad lineal deseada en las ruedas del vehículo [25].

En primer lugar se debe relacionar el par electromagnético generado por el motor con la fuerza propulsora que reciben las ruedas. Se debe tener en cuenta que el eje del motor se comunicará con las ruedas a través de una reductora que permita aumentar el par que reciben las ruedas mientras que disminuya la velocidad angular de giro que tendrán las mismas. Las reductoras se definen principalmente por su relación de transmisión i , por lo que la relación entre el par generado en el eje y el par que se obtiene en la rueda es:

$$T_e^{eje} = \frac{T_e^{rueda}}{i} \quad (2.84.)$$

La relación entre el par de la rueda y la fuerza propulsora viene descrita por la propia definición de par mecánico, y es:

$$T_e^{rueda} = F_{motor}^{rueda} \cdot R \quad (2.85.)$$

Dónde R representa el radio de la rueda. Si se sustituye en la ecuación anterior se obtiene la relación deseada:

$$T_e^{eje} = F_{motor}^{rueda} \cdot \frac{R}{i} \quad (2.86.)$$

En segundo lugar es necesario relacionar la velocidad lineal en la rueda con la velocidad angular del eje del motor. Para ello se procede de idéntica manera. Se relaciona primero la velocidad de giro del eje del motor con la velocidad mediante la relación de transmisión antes descrita:

$$\Omega^{eje} = \Omega^{rueda} \cdot i \quad (2.87.)$$

Posteriormente se obtiene la relación entre la velocidad de giro de la rueda y la velocidad lineal con la que avanza su extremo sobre la superficie del asfalto a través de la propia definición de velocidad angular:

$$\Omega^{rueda} = v \cdot R \quad (2.88.)$$

Con lo que, al sustituir en la ecuación anterior, queda definida la relación que se buscaba según:

$$\Omega = v \cdot i \cdot R \quad (2.89.)$$

De esta manera se pueden relacionar las demandas del conductor del vehículo con los parámetros del motor de inducción que serán los que regirán el control del motor.

2.9. Factores de diseño para la tracción vehicular.

Para cumplir con los requisitos propios de una máquina de tracción, mencionados en el apartado 1.4.2, es necesario realizar una serie de consideraciones en cuanto al diseño del motor que permitan su uso como propulsor del vehículo.

En el caso de un motor de inducción los principales factores a tener en cuenta a la hora del diseño físico y dimensionamiento de la máquina son el número de polos, el ranurado tanto del estátor como del rotor y la disposición de los devanados. El proceso de diseño generalmente sigue los siguientes pasos: en primer lugar se debe realizar una elección del número de polos y de ranuras presentes en el estátor y el rotor, así como un correcto diseño de su forma y tamaño. Se buscará con un óptimo diseño disminuir las inductancias y resistencias propias de ambas partes de la máquina. Este diseño generalmente resulta en unas ranuras anchas y poco profundas en el rotor que disminuyen la resistencia del rotor y provocan un aumento en el factor de potencia y el par máximo del motor [25], [26].

En segundo lugar se diseñan los arrollamientos del estátor. A través de un correcto diseño se obtendrá la potencia específica requerida a bajas velocidades, buscando siempre cumplir con los requisitos de tamaño y peso que permitan obtener una máquina con una alta densidad de par y potencia.

Por último se debe comprobar que se obtiene un buen funcionamiento en todo el rango de velocidades. Este rango en un motor de inducción se encuentra delimitado en su mayor parte por el par máximo de la máquina, por lo que se buscará aumentar el mismo para obtener un amplio rango de velocidades en las que el motor funcione correctamente. Se sabe que el par máximo es proporcional al cuadrado del flujo del rotor e inversamente proporcional a las inductancias de dispersión tanto de rotor como de estátor. A altas frecuencias el flujo va descendiendo y por tanto también lo hace el par máximo. Para combatir esta caída del par máximo y obtener un amplio rango de velocidad se debe disminuir la inductancia de dispersión propia. Esto se consigue al aumentar el ancho de las ranuras del estátor y del rotor así como el tamaño del entrehierro [26].

Teniendo en cuenta estas consideraciones se logran unas características óptimas en el motor de inducción a través de la correcta definición de sus distintas partes mecánicas, lo que da a la máquina de tracción la capacidad de cumplir con los requisitos para obtener un funcionamiento competente capaz de competir con otras máquinas propulsadas a través de motores de combustible fósil.

En este trabajo se ha hecho uso de motor según las características definidas en artículos de investigación consultados [24], cuyas características se definen en el Anexo 2. Parámetros. Se tratará de un vehículo pequeño (150 kg) propulsado por un motor de potencia aparente 2,3 kW para la realización de las simulaciones. Como se verá en siguientes capítulos se han desarrollado todos los cálculos en valores por unidad para permitir variar fácilmente las dimensiones y valores fundamentales del motor sin que sea necesario realizar de nuevo los cálculos.

3. CONTROL VECTORIAL ORIENTADO AL CAMPO (FOC)

3.1. Introducción a los sistemas de control

La necesidad de tener control sobre la máquina eléctrica con la que se trabaja es inherente a su uso. Por eso la capacidad de control que se tiene sobre el motor a utilizar resulta en muchos casos determinante a la hora de elegir una máquina eléctrica en cualquier tipo de trabajo. De hecho, el uso de motores asíncronos se ha visto reemplazado a lo largo de la historia en numerosas aplicaciones que requieren un control constante sobre la velocidad, por otras máquinas que permitieran una regulación más simple. Durante un largo periodo de tiempo, se usaban principalmente motores de corriente continua cuya regulación de velocidad era más asequible con los métodos del momento. Con el desarrollo de las tecnologías de electrónica de potencia que permiten realizar un control excelente, al obtener frecuencias variables a partir de la propia frecuencia de alimentación, los motores asíncronos han ido sustituyendo paulatinamente al resto de máquinas eléctricas, y son actualmente los motores más utilizados en todo tipo de industria por su gran robustez y fácil mantenimiento.

Para encontrar un método de regulación de velocidad para los motores asíncronos es necesario analizar las ecuaciones matemáticas que definen dicha variable. Según las ecuaciones definidas anteriormente, la velocidad se define como:

$$n = \frac{60 \cdot f}{p} \cdot (1 - s) [rpm] \quad (3.1)$$

Tenemos por tanto tres variables cuya variación implica un cambio en la velocidad de giro (*frecuencia, deslizamiento y pares de polos*), por lo que existen varias vías para dicha regulación [27]:

- Tensión de alimentación: Al variar la tensión de alimentación, el deslizamiento de la máquina se ve modificado y por tanto la velocidad. Sin embargo se debe tener en cuenta que este método provocará a su vez cambios en el par generado.
- Resistencia rotórica: Modificar la resistencia del rotor implica una variación también en el deslizamiento de la máquina. El cambio de este parámetro cuenta con un gran inconveniente, puesto que las pérdidas por el efecto Joule aumentarán de manera considerable.
- Número de polos: El cambio en el número de pares de polo implica una variación de la velocidad de sincronismo de la máquina. Mediante este método se obtiene un control escalonado, al ser este cambio limitado entre ciertos valores. Este mecanismo es solo posible en los motores de jaula de ardilla, los cuales modifican automáticamente sus polos en el rotor siguiendo los cambios en los polos del estátor por inducción.
- Frecuencia: La variación de la frecuencia de alimentación modifica la velocidad del rotor, lo que se puede conseguir con la acción de distintos accionamientos electrónicos.

Los métodos más desarrollados y de uso más frecuente en la industria actual, se basan en la modificación de la frecuencia de alimentación a través de accionamientos electrónicos, para obtener una frecuencia variable que alimente el aparato. Podemos distinguir principalmente dos grupos de control:

- Control escalar: Se denomina escalar porque se centra en el control únicamente de la magnitud o módulo de los distintos vectores espaciales, sin actuar sobre la posición de dichos vectores. Se centra en mantener el flujo constante y por tanto el par a cualquier frecuencia menor a la nominal, a través del cociente V_1/f_1 , entre la tensión de alimentación y la frecuencia. Este método cuenta con numerosas limitaciones ante grandes variaciones de par y solo es útil en aplicaciones donde el par se mantenga relativamente estable.
- Control vectorial: Controlando tanto la posición como la magnitud de los vectores espaciales se busca un sistema de referencia tal que permita establecer una semejanza con el motor de corriente continua, en el que tanto el par como el flujo magnético se pueden regular de manera independiente. Esto permite un control mucho más ajustado del par ante grandes variaciones.

Los requisitos de la aplicación del motor eléctrico en este trabajo hacen que el control vectorial sea el idóneo y por tanto se profundizará en esta técnica en los siguientes apartados.

3.2. Orientación al flujo

Los métodos de control vectorial se basan en la búsqueda de un sistema de referencia que permita emular el comportamiento de un motor de corriente continua, para así aplicar sobre el motor de inducción técnicas de control similares [27]. Si se analiza la ecuación que define el par generado en una máquina de corriente continua:

$$T_e = K_T \cdot \Phi \cdot I_a \quad (3.2)$$

Se puede constatar que el par generado responde proporcionalmente a los cambios tanto del flujo Φ , que viene definido por la corriente del inductor, como de la corriente del inducido I_a de manera independiente. Un cambio en la corriente del inducido no implica un cambio de flujo en estos motores y se dice por tanto que ambos términos se encuentran desacoplados.

Para lograr un funcionamiento análogo, en el que el par y el flujo se puedan regular de manera independiente a la hora de trabajar con el motor de inducción, se va a orientar el sistema a un marco de referencia giratorio dq que gire solidario al vector del flujo del rotor $\vec{\varphi}_r$:

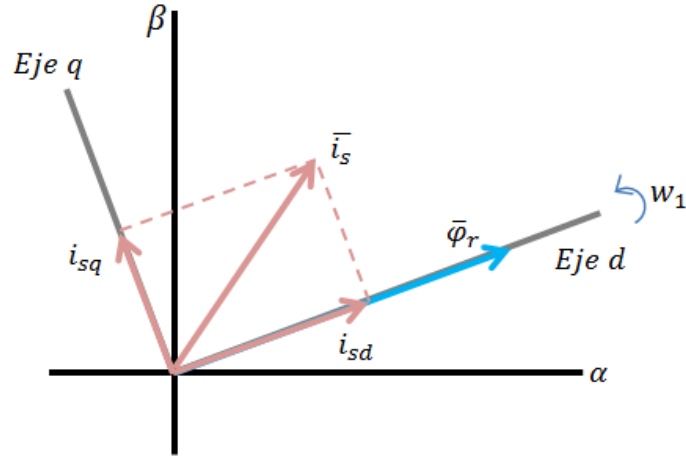


Figura 3.1 Orientación al flujo del rotor.

De esta manera se consigue anular una de las componentes del flujo:

$$\varphi_{rd} = |\overline{\varphi_r}| \quad (3.3)$$

$$\varphi_{rq} = 0 \quad (3.4)$$

Con este nuevo marco de referencia se reformula la ecuación 2.76 que define el par electromagnético generado por el motor asíncrono en un sistema de referencia dq , que resulta:

$$t_e = \frac{l_m}{l_r} \cdot (i_{sq} \cdot \varphi_{rd}) \quad (3.5)$$

Resulta evidente ahora la similitud algebraica de esta ecuación con la ecuación (3.2) del par electromagnético producido por la máquina de corriente continua. Por lo tanto ahora, de igual manera que en dicha máquina, si el flujo de la máquina se mantiene constante, se puede modificar el par, y por tanto la velocidad, regulando una única variable independiente, la componente de cuadratura de la intensidad del estátor i_{sq} [28].

Operando las ecuaciones anteriormente definidas para el rotor de la máquina, se va a comprobar que, tanto el flujo como la velocidad de la máquina, se encuentran desacoplados:

$$0 = \overline{I_r^{dq}} \cdot \frac{R'_r}{s} + \frac{d\overline{\varphi_r^{dq}}}{dt} + j\omega_2 \cdot \overline{\varphi_r^{dq}} \quad (3.6)$$

$$\overline{\varphi_r^{dq}} = \overline{I_s^{dq}} \cdot L_m + \overline{I_r^{dq}} \cdot L_r \quad (3.7)$$

Se despeja la corriente del rotor:

$$\overline{I_r^{dq}} = \frac{1}{L_r} (\overline{\varphi_r^{dq}} - \overline{I_s^{dq}} \cdot L_m) \quad (3.8)$$

Se sustituye en la ecuación (3.6):

$$0 = \frac{R_r}{L_r} (\overline{\varphi_r^{dq}} - \overline{I_s^{dq}} \cdot L_m) + \frac{d\overline{\varphi_r^{dq}}}{dt} + j\omega_2 \cdot \overline{\varphi_r^{dq}} \quad (3.9)$$

Si se proyecta sobre los nuevos ejes dq , teniendo en cuenta la condición $\varphi_{rq} = 0$, las ecuaciones resultantes son:

$$0 = \frac{d\varphi_{rd}}{dt} + \frac{R_r \cdot \varphi_{rd}}{L_r} - \frac{I_{sd} \cdot L_m \cdot R_r}{L_r} \quad (3.10)$$

$$0 = -\frac{I_{sq} \cdot L_m \cdot R_r}{L_r} + \omega_2 \cdot \varphi_{rd} \quad (3.11)$$

Trabajando en régimen permanente se cumple $\frac{d\varphi_{rd}}{dt} = 0$, por lo que las ecuaciones se reducen a:

$$\varphi_{rd} = I_{sd} \cdot L_m \quad (3.12)$$

$$\omega_2 = \frac{I_{sq} \cdot L_m \cdot R_r}{L_r \cdot \varphi_{rd}} \quad (3.13)$$

En la ecuación (3.12) se muestra que la manera de mantener constante φ_{rd} es regulando la componente directa de la intensidad del estátor i_{sd}

Por tanto, se observa claramente que trabajando con este marco de referencia orientado al flujo del rotor, a través de las componentes de cuadratura y directa de la corriente del estátor se pueden controlar el flujo de la máquina y la velocidad de deslizamiento de manera directa y desacoplada. Para conseguir que este control funcione correctamente, se debe asegurar la correcta orientación del sistema al vector espacial del flujo del rotor en todo momento.

3.3. Dinámica del flujo

Dado que la orientación del vector espacial del flujo del rotor define por completo el sistema de referencia con el que se trabaja, se estudia la dinámica de esta variable frente a la componente de la intensidad del estátor de la que depende. Para ello en primer lugar se define la función de transferencia que caracteriza la relación entre el flujo del motor y la componente directa de la intensidad del estátor i_{sd} . A partir de la ecuación definida anteriormente se establece la misma ecuación en por unidad, ya que el control se realizará en un sistema de valores por unidad:

$$\left(\frac{d\varphi_{rd}}{dt}\right) \frac{1}{\omega_1} + \frac{r_r \cdot \varphi_{rd}}{l_r} = \frac{i_{sd} \cdot l_m \cdot r_r}{l_r} \quad (3.14)$$

Se establece la constante de tiempo τ_r , que regulará el tiempo de respuesta a los cambios de la planta de flujo según:

$$\tau_r = \frac{l_r}{r_r \cdot \omega_1} \quad (3.15.)$$

Y se sustituye:

$$\frac{d\varphi_{rd}}{dt} + \frac{\varphi_{rd}}{\tau_r} = \frac{i_{sd} \cdot l_m}{\tau_r} \quad (3.16.)$$

Se aplica ahora la transformada de Laplace a la ecuación (3.16):

$$\varphi_{rd}(s)[1 + s \cdot \tau_r] = i_{sd}(s) \cdot l_m \quad (3.17.)$$

$$\frac{\varphi_{rd}(s)}{i_{sd}(s)} = \frac{l_m}{1 + s \cdot \tau_r} \quad (3.18.)$$

Se obtiene la función de transferencia que rige el comportamiento de la planta del flujo ante las posibles variaciones de la intensidad del estátor i_{sd} . Para asegurar una buena orientación es imprescindible que se cumpla la relación:

$$\frac{d\theta_{mR}}{dt} = \omega_{mR} = \omega_1 = \omega + \omega_2 \quad (3.19.)$$

Existen dos métodos de control para determinar o estimar la orientación, el módulo y la fase del flujo en el rotor, que se van a definir a continuación [29]

3.3.1. Control vectorial indirecto

Mediante este sistema, se parte de los parámetros de la máquina para determinar mediante cálculos la amplitud y orientación del flujo sin necesidad de medirlo directamente en el rotor. Las estimaciones realizadas son:

$$i_{sd}^{ref} = \frac{\psi_r^{ref}}{l_m} \quad (3.20.)$$

$$i_{sq}^{ref} = \frac{T_e^{ref}}{\psi_r^{ref} \cdot k'} \quad (3.21.)$$

Dónde:

$$k' = \frac{l_m}{l_r} \quad (3.22.)$$

El esquema de este tipo de control en fuente de corriente sería por tanto el siguiente:

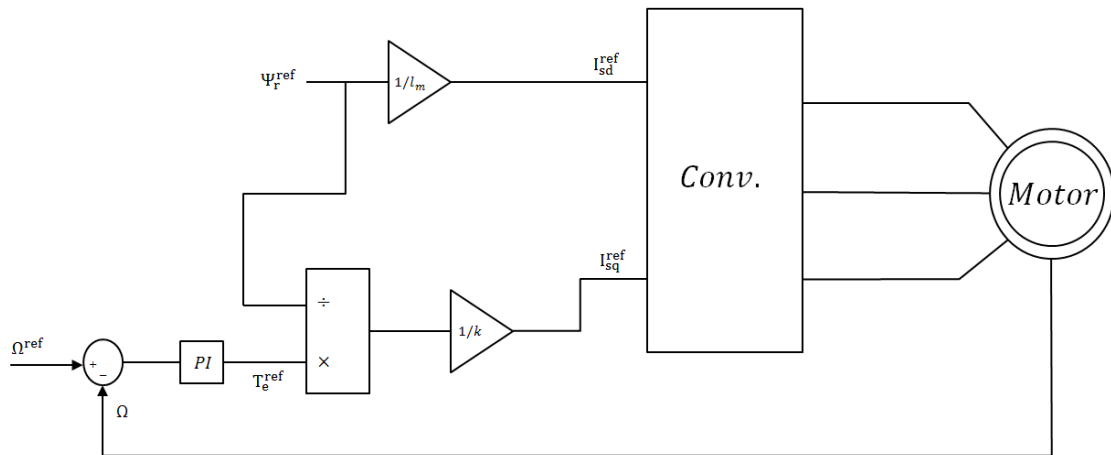


Figura 3.2 Esquema control vectorial indirecto.

Como se puede comprobar en este modelo no existen reguladores para la corriente y tanto el flujo como el par son calculados en lazo abierto. De esta manera la implantación del sistema es sencilla pero hay que tener en cuenta que el ajuste de este control depende totalmente de los parámetros de la máquina y cualquier variación en los mismos haría que las referencias se alejarán de la realidad [27].

3.3.2. Control vectorial directo

A diferencia del control anterior, en esta técnica, a través de mediciones de las corrientes del estátor se estiman directamente la magnitud y posición del flujo en el entrehierro, a partir del cual se deduce la magnitud y orientación del flujo del rotor. En este método, en lugar de realizar un cálculo de las corrientes, estas son reguladas. Se establece como referencia el flujo nominal de la máquina, y mediante la regulación de la componente directa de la corriente del estátor controlaremos el flujo de la máquina en todo momento.

El esquema de este tipo de sistema de control en fuente de corriente sería el siguiente:

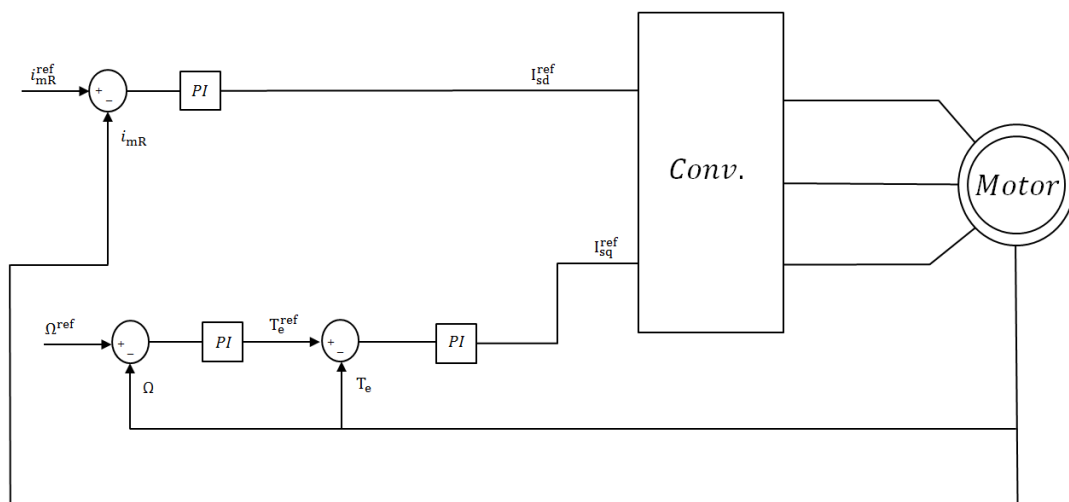


Figura 3.3 Esquema control vectorial directo.

El hecho de que existan varios reguladores *PI* hace que la implantación del sistema conlleve más dificultades que el control vectorial directo, y al necesitar aparatos adicionales para estimar el flujo el coste es mayor. Sin embargo su funcionamiento es mucho más exacto al no depender en ningún caso de los parámetros de la máquina.

En el esquema se puede observar la aparición de una nueva variable, la corriente magnetizante i_{mR} . Esta nueva variable de estado reduce el flujo del rotor a una corriente amperimétrica, a partir de la ecuación 2.45 definida anteriormente:

$$\varphi_{rd} = l_m \cdot i_{sd} + l_r \cdot i_{rd} = l_m \cdot i_{mR} \quad (3.23.)$$

$$i_{mR} = \frac{\varphi_{rd}}{l_m} \quad (3.24.)$$

En este trabajo se ha optado por aplicar al sistema un control vectorial directo. Esto permite un mayor control del sistema, al conocer con mayor precisión, a través de lazos de medición, de los valores de la corriente del estátor que permiten la estimación del flujo del rotor.

3.4. Modelo en fuente de tensión

En este apartado se van a desarrollar las ecuaciones necesarias para implementar el control vectorial del modelo, en el que las salidas de nuestro sistema de control serán las componentes directas y de cuadratura de la tensión del estátor. En primer lugar se debe comprobar que con la nueva variable i_{mR} la dinámica de la planta de flujo se mantiene idéntica hallando la correspondiente función de transferencia, para lo que se sustituye φ_{rd} en la ecuación 3.16:

$$\frac{l_m \cdot di_{mR}}{dt} + \frac{l_m \cdot i_{mR}}{\tau_r} = \frac{i_{sd} \cdot l_m}{\tau_r} \quad (3.25.)$$

Se opera y se aplica la transformada de Laplace:

$$i_{mR}(s)[1 + s \cdot \tau_r] = i_{sd}(s) \quad (3.26.)$$

Analizando la nueva función de transferencia:

$$\frac{i_{mR}(s)}{i_{sd}(s)} = \frac{1}{1 + s \cdot \tau_r} \quad (3.27.)$$

Se comprueba que la constante de tiempo de la planta de flujo sigue siendo τ_r . Se va a analizar ahora la ecuación del par electromagnético con la nueva variable de estado.

$$t_e = \frac{l_m^2}{l_r} \cdot (i_{sq} \cdot i_{mR}) \quad (3.28.)$$

Y la ecuación (3.13) definida anteriormente:

$$\omega_2 = \frac{i_{sq}}{\tau_r \cdot i_{mR}} \quad (3.29.)$$

Y se comprueba que se sigue manteniendo el control por separado del flujo a través de i_{sd} y de la velocidad a través de i_{sq} . Se deben modificar ahora las ecuaciones de las tensiones del estátor de tal manera que las corrientes sean las variables de estado. Para ello se va a partir de las ecuaciones obtenidas para las tensiones del estátor:

$$\overline{U_s^{dq}} = \overline{I_s^{dq}} \cdot R_s + \frac{d\overline{\varphi_s^{dq}}}{dt} + j \cdot \omega_1 \cdot \overline{\varphi_s^{dq}} \quad (3.30.)$$

En las que se deben sustituir los valores del flujo del estátor. Esto se consigue operando las ecuaciones que definen el flujo del estátor y del rotor, que son:

$$\overline{\varphi_s^{dq}} = \overline{I_s^{dq}} \cdot L_s + \overline{I_r^{dq}} \cdot L_m \quad (3.31.)$$

$$\overline{\varphi_r^{dq}} = \overline{I_s^{dq}} \cdot L_m + \overline{I_r^{dq}} \cdot L_r = \overline{I_{mR}^{dq}} \cdot L_m \quad (3.32.)$$

Se despeja la corriente del rotor de la ecuación (3.32):

$$\overline{I_r^{dq}} = \frac{L_m}{L_r} \cdot (\overline{I_{mR}^{dq}} - \overline{I_s^{dq}}) \quad (3.33.)$$

Y se sustituye en la ecuación (3.31) del flujo del estátor:

$$\overline{\varphi_s^{dq}} = \overline{I_s^{dq}} \cdot L_s + \frac{L_m^2}{L_r} \cdot (\overline{I_{mR}^{dq}} - \overline{I_s^{dq}}) \quad (3.34.)$$

Para simplificar las ecuaciones se definen las siguientes constantes:

$$\sigma_s = \frac{L_s}{L_m} - 1 \quad (3.35.)$$

$$\sigma_r = \frac{L_r}{L_m} - 1 \quad (3.36.)$$

$$\sigma = 1 - \frac{1}{(1 + \sigma_r) + (1 + \sigma_s)} = 1 - \frac{L_m^2}{L_r \cdot L_s} \quad (3.37.)$$

Que se sustituyen en la ecuación (3.34):

$$\overline{\varphi_s^{dq}} = \overline{I_s^{dq}} \cdot \sigma_s \cdot L_s + (1 - \sigma) L_s \cdot \overline{I_{mR}^{dq}} \quad (3.38.)$$

Se tiene ahora el flujo del estátor referido a la corriente del estátor y a la corriente magnetizante. Se va a sustituir ese valor en la ecuación (3.30):

$$\overline{U_s^{dq}} = \overline{I_s^{dq}} \cdot R_s + \frac{\sigma_s \cdot L_s \cdot \overline{I_s^{dq}}}{dt} + \frac{(1 - \sigma) L_s \cdot \overline{I_{mR}^{dq}}}{dt} + j \cdot \omega_1 \cdot \overline{I_s^{dq}} \cdot \sigma_s \cdot L_s + (1 - \sigma) L_s \cdot \overline{I_{mR}^{dq}} \quad (3.39.)$$

Se descompone según las proyecciones sobre los ejes d y q:

$$U_{sd} = R_s \cdot I_{sd} + \sigma \cdot L_s \frac{dI_{sd}}{dt} + (1 - \sigma) \cdot L_s \frac{dI_{mR}}{dt} - \omega_1 \cdot \sigma \cdot L_s \cdot I_{sq} \quad (3.40.)$$

$$U_{sq} = R_s \cdot I_{sq} + \sigma \cdot L_s \frac{dI_{sq}}{dt} + (1 - \sigma) \cdot L_s \cdot \omega_1 \cdot I_{mR} + \omega_1 \cdot \sigma \cdot L_s \cdot I_{sd} \quad (3.41.)$$

Puesto que estas ecuaciones no cumplen con el desacoplamiento de las componentes de cuadratura, se definen las componentes de desacoplamiento que permiten un control independiente de las componentes de la tensión del estátor. Estas componentes son:

$$e_d = (1 - \sigma) \cdot L_s \frac{dI_{mR}}{dt} - \omega_1 \cdot \sigma \cdot L_s \cdot I_{sq} \quad (3.42.)$$

$$e_q = (1 - \sigma) \cdot L_s \cdot \omega_1 \cdot I_{mR} + \omega_1 \cdot \sigma \cdot L_s \cdot I_{sd} \quad (3.43.)$$

Y sustituidas en las ecuaciones (3.42) y (3.43) permiten un comportamiento análogo al de la máquina de corriente continua:

$$U_{sd} = R_s \cdot I_{sd} + \sigma \cdot L_s \frac{dI_{sd}}{dt} + e_d \quad (3.44.)$$

$$U_{sq} = R_s \cdot I_{sq} + \sigma \cdot L_s \frac{dI_{sq}}{dt} + e_q \quad (3.45.)$$

El esquema por tanto del sistema de control vectorial directo en fuente de tensión es el siguiente:

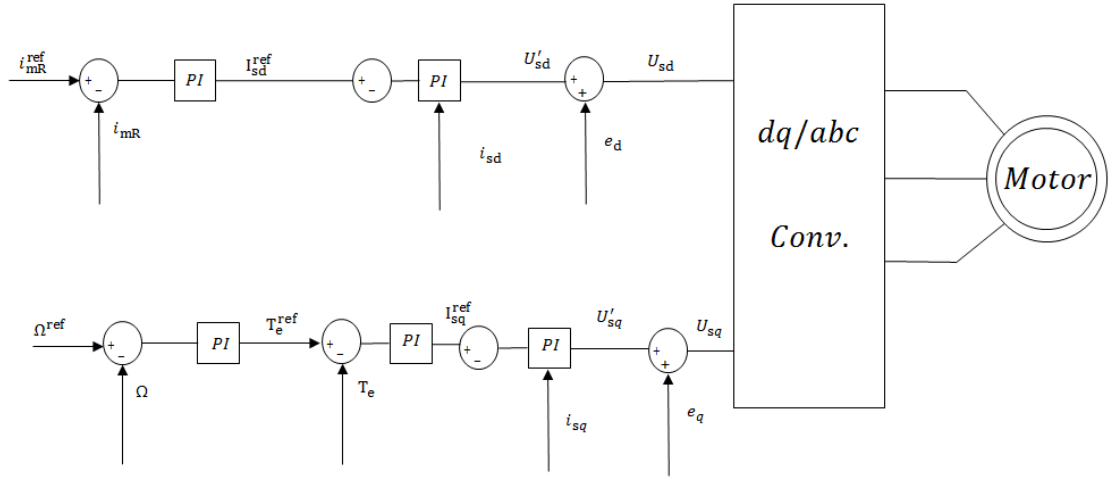


Figura 3.4 Modelo en fuente de tensión.

Donde las variables U'_{sd} y U'_{sq} corresponde a:

$$U'_{sd} = U_{sd} - e_d \quad (3.46.)$$

$$U'_{sq} = U_{sq} - e_q \quad (3.47.)$$

El modelo del sistema de control a utilizar está por tanto completamente definido. Únicamente resta ajustar los parámetros de los reguladores proporcional-integrales (PI) de manera que la dinámica del sistema sea adecuada y que el control sobre la máquina actúe correctamente.

3.5. Ajuste de los reguladores

En este apartado se van a seguir los cálculos y asunciones realizadas para realizar el ajuste de los distintos reguladores que aparecen en el sistema de control definido en el apartado anterior [29]. El método en el que se basan estos cálculos es el denominado método de cancelación de la mayor constante de tiempo. Se analiza un regulador proporcional-integral PI cuya función de transferencia genérica viene definida por:

$$G_{PI}(s) = K_p + \frac{K_i}{s} = \frac{T_n \cdot s + 1}{T_i \cdot s} \quad (3.48.)$$

Dónde:

$$T_n = K_p / K_i \quad (3.49.)$$

$$T_i = 1 / K_i \quad (3.50.)$$

Para el ajuste de este tipo regulador PI es necesario calcular el valor deseado de las constantes proporcional K_p e integradora K_i . Este método se basa en el uso del cero del regulador T_n , mediante el cual se buscará cancelar la mayor constante de tiempo de la planta. Si definimos la planta como la conjunción en lazo abierto de la función de transferencia del mismo regulador con la función del sistema a regular y la función de los lazos internos del sistema o del convertidor en caso de ser el lazo más interno. La función en lazo abierto será entonces:

$$G_{la}(s) = G_{PI}(s) \cdot G_{interno}(s) \cdot G_{sistema}(s)$$

$$G_{la}(s) = \frac{T_n \cdot s + 1}{T_i \cdot s} \cdot \frac{1}{1 + \tau_{lc}^{int} \cdot s} \cdot \frac{1/K}{1 + \tau_{sist} \cdot s}$$

Donde $1/K$ representa la ganancia del sistema a regular, y τ_{sist} y τ_{lc}^{int} corresponden respectivamente a las constantes de tiempo del sistema y a los lazos internos del mismo que determinan el tiempo de respuesta. Cabe destacar que en el lazo más interno de la máquina se cumplirá:

$$\tau_{lc}^{int} = \tau_{conv} \quad (3.51.)$$

Como se dijo previamente el cero del regulador T_n debe anular la mayor constante de tiempo que será la del sistema τ_{sist} , por lo que se debe cumplir:

$$T_n = \tau_{sist} \quad (3.52.)$$

La nueva función de transferencia en lazo abierto tras la anulación del polo más lento será:

$$G_{la}(s) = \frac{1/K}{T_i \cdot s(1 + \tau_{lc}^{int} \cdot s)} \quad (3.53.)$$

Se calcula ahora la función de transferencia en lazo cerrado, que resulta operando:

$$G_{lc}(s) = \frac{1/K}{1/K + T_i \cdot s(1 + \tau_{lc}^{int} \cdot s)} \quad (3.54.)$$

Se puede despreciar en el término correspondiente a $T_i \cdot \tau_{lc}^{int} \cdot s^2$ para aproximar el sistema a una función primer orden:

$$G_{lc}(s) = \frac{1/K}{1 + K \cdot T_i s} = \frac{1}{1 + \tau_{lc} \cdot s} \quad (3.55.)$$

De este modo T_i regulará la respuesta del regulador ya que la constante de tiempo en lazo cerrado de la planta será:

$$\tau_{lc} = K \cdot T_i = x \cdot \tau_{lc}^{int} \quad (3.56.)$$

La variable x se determina de manera arbitraria e indica cuánto más lento será el lazo a regular con respecto al lazo interno anterior. El ajuste a modo genérico resulta entonces:

$$T_n = \tau_{sist} \quad (3.57.)$$

$$T_i = x \cdot \frac{\tau_{lc}^{int}}{K} \quad (3.58.)$$

Se procede a aplicar este método en los distintos reguladores del sistema de control [29].

3.5.1. Regulador de corriente

En el sistema de control existen dos reguladores de corriente, uno para cada componente de la corriente del estátor. Para el ajuste de los reguladores se trabaja con las ecuaciones en valores *p.u.* de la máquina, que en el caso de las componentes de la corriente del estátor son las definidas por la siguiente ecuación:

$$\overline{u'_s} = r_s \cdot \overline{i_s} + \sigma \cdot l_s \frac{d\overline{i_s}}{dt} \cdot \frac{1}{\omega_1} \quad (3.59.)$$

Como se deduce, el ajuste de la componente directa y de cuadratura se realiza según los mismos valores, ya que su función de transferencia es idéntica en ambos casos. Se aplica la transformada de Laplace y se obtiene la función de transferencia:

$$\frac{i_s(s)}{u'_s(s)} = \frac{1}{r_s + \frac{s \cdot \sigma \cdot l_s}{\omega_1}} \quad (3.60.)$$

Que se opera para que tenga el aspecto que corresponde a un sistema de primer orden resultando:

$$\frac{i_s(s)}{u'_s(s)} = \frac{1/r_s}{1 + \frac{s \cdot \tau_s \cdot \sigma}{\omega_1}} \quad (3.61.)$$

Esta función corresponde a la planta de corriente, que en los cálculos del apartado anterior correspondería a $G_{Sistema}$. Se va a aplicar el método de cancelación de la mayor constante de tiempo, para ello se analiza en primer lugar la función de transferencia en lazo abierto de la planta:

$$G_{la}(s) = \frac{T_{nc} \cdot s + 1}{T_{ic} \cdot s} \cdot \frac{1}{1 + \tau_{conv} \cdot s} \cdot \frac{1/r_s}{1 + \frac{s \cdot \tau_s \cdot \sigma}{\omega_1}} \quad (3.62.)$$

Donde τ_{conv} corresponde a la constante de tiempo del lazo interno, que por ser el más interno es la correspondiente al convertidor, como se dijo anteriormente. Se cancela el polo del sistema con el cero del regulador:

$$T_{nc} = \frac{\tau_s \cdot \sigma}{\omega_1} \quad (3.63.)$$

Se calcula ahora la función de transferencia en lazo de cerrado de la planta, despreciando el término $T_{ic} \cdot \tau_{conv} \cdot s^2$, que resulta:

$$G_{lc}(s) = \frac{1/r_s}{1/r_s + T_{ic}s} = \frac{1}{1 + r_s \cdot T_{ic}s} = \frac{1}{1 + \tau_{lcc} \cdot s} \quad (3.64.)$$

Por lo que finalmente se obtiene:

$$T_{ic} = \frac{\tau_{conv} \cdot x}{r_s} \quad (3.65.)$$

Se pueden obtener ahora los valores de las constantes, proporcional e integradora, que definen el ajuste del regulador, según las ecuaciones 3.49 y 3.50 definidas anteriormente:

$$K_{ic} = \frac{r_s}{\tau_{conv} \cdot x} \quad (3.66.)$$

$$K_{pc} = T_{nc} \cdot K_{ic} = \frac{r_s}{\tau_{conv} \cdot x} \cdot \frac{\tau_s \cdot \sigma}{\omega_1} \quad (3.67.)$$

Con estos valores se define el ajuste de ambos lazos de corriente presentes en el sistema de control.

3.5.2. Regulador de flujo

El siguiente lazo del sistema de control definido es el correspondiente al flujo, cuya función de transferencia se dedujo anteriormente en el apartado 3.4 y que es la siguiente:

$$\frac{i_{mR}(s)}{i_{sd}(s)} = \frac{1}{1 + s \cdot \tau_r} \quad (3.68.)$$

Esta función corresponde a la planta de flujo, que correspondería a $G_{Sistema}$. Se va a aplicar el método de cancelación de la mayor constante de tiempo, y para ello se analiza en primer lugar la función de transferencia en lazo abierto de la planta:

$$G_{la}(s) = \frac{T_{nF} \cdot s + 1}{T_{iF} \cdot s} \cdot \frac{1}{1 + \tau_{lcc} \cdot s} \cdot \frac{1}{1 + \tau_r \cdot s} \quad (3.69.)$$

Donde τ_{lcc} corresponde a la constante de tiempo en lazo cerrado del lazo interno, que en este caso es el de corriente y que viene definido como:

$$\tau_{lcc} = T_{ic} \cdot r_s \quad (3.70.)$$

Según el método establecido, se cancela el polo del sistema con el cero del regulador resultando:

$$T_{nF} = \tau_r \quad (3.71.)$$

Se calcula ahora la función de transferencia en lazo de cerrado de la planta, despreciando el término $T_{iF} \cdot \tau_{lCC} \cdot s^2$, que resulta:

$$G_{lc}(s) = \frac{1}{1 + T_{iF} \cdot s} = \frac{1}{1 + \tau_{lCF} \cdot s} \quad (3.72.)$$

Por lo que finalmente se obtiene:

$$T_{iF} = \tau_{lCC} \cdot x = \tau_{lCF} \quad (3.73.)$$

Se pueden obtener ahora los valores de la constante proporcional e integradora que definen el ajuste del regulador, según las ecuaciones 3.49 y 3.50 definidas anteriormente:

$$K_{iF} = \frac{1}{\tau_{lCC} \cdot x} \quad (3.74.)$$

$$K_{pF} = T_{nF} \cdot K_{iF} = \frac{\tau_r}{\tau_{lCC} \cdot x} \quad (3.75.)$$

Con estos valores se define el ajuste del lazo de flujo presente en el sistema de control.

3.5.3. Regulador de par

El siguiente lazo del sistema de control definido es el correspondiente al par, cuya función de transferencia se obtiene a partir de la siguiente ecuación en valores *p.u.* definida anteriormente el apartado 3.4:

$$t_e = \frac{l_m^2}{l_r} \cdot (i_{sq} \cdot i_{mR}) \quad (3.76.)$$

A modo de simplificación se define la constante de par K_{par} según:

$$K_{par} = \frac{l_m^2}{l_r} \cdot i_{mR} \quad (3.77.)$$

En este caso se va a establecer la constante de tiempo del sistema como τ_{lCF} ya que es más lento y por tanto marcará la dinámica de la planta. Se obtiene ahora la función de transferencia de la planta, a partir de la cual se va a aplicar el método de cancelación de la mayor constante de tiempo. Dicha función de transferencia es:

$$G_{la}(s) = \frac{T_{nP} \cdot s + 1}{T_{iP} \cdot s} \cdot \frac{1}{1 + \tau_{lCC} \cdot s} \cdot \frac{K_{par}}{1 + \tau_{lCF} \cdot s} \quad (3.78.)$$

Como en apartados anteriores, se procede a cancelar el polo del sistema con el cero del regulador, de la siguiente manera:

$$T_{nP} = \tau_{lcF} \quad (3.79.)$$

Se calcula ahora la función de transferencia de la planta en lazo cerrado despreciando el término $T_{iP} \cdot \tau_{lcC} \cdot s^2$ para aproximar la respuesta a un sistema de primer orden. Resultando:

$$G_{lc}(s) = \frac{K_{par}}{K_{par} + T_{iP} \cdot s} \quad (3.80.)$$

Operamos para que se asemeje a una función de primer orden:

$$G_{lc}(s) = \frac{1}{1 + \frac{T_{iP}}{K_{par}} \cdot s} = \frac{1}{1 + \tau_{lcP} \cdot s} \quad (3.81.)$$

De donde obtenemos:

$$T_{iP} = K_{par} \cdot \tau_{lcP} = K_{par} \cdot \tau_{lcF} = K_{par} \cdot x \cdot \tau_{lcC} \quad (3.82.)$$

Se pueden obtener ahora los valores de las constantes, proporcional e integradora, que definen el ajuste del regulador, según las ecuaciones 3.49 y 3.50 definidas anteriormente:

$$K_{iP} = \frac{1}{\tau_{lcC} \cdot x \cdot K_{par}} \quad (3.83.)$$

$$K_{pP} = T_{nP} \cdot K_{iP} = \frac{1}{K_{par}} \quad (3.84.)$$

Con estos valores se define el ajuste del lazo de par presente en el sistema de control.

3.5.4. Regulador de velocidad

En el caso de este regulador en particular, se va a poner en práctica otro método de cálculo de los valores de ajuste denominando Óptimo Simétrico [30]. Mediante este sistema se obtiene un funcionamiento que resulta de mayor utilidad en casos en los que los valores de las constantes de tiempo del sistema son muy elevados como es el caso. Se procede a detallar el método de manera simplificada.

Siguiendo con el método utilizado en el resto de reguladores se parte de la función de transferencia en lazo abierto de la planta, que de forma genérica será:

$$G_{la}(s) = \frac{T_n \cdot s + 1}{T_i \cdot s} \cdot \frac{1}{1 + \tau_{lc}^{int} \cdot s} \cdot \frac{1}{T_1 \cdot s} \quad (3.85.)$$

En este método, como se puede observar, la función de transferencia del sistema a regular será puramente integral, con una constante de tiempo denominada T_1 .

Se procede a analizar la función de transferencia definida mediante un Diagrama de Bode para estudiar su comportamiento a distintas frecuencias. Dicho diagrama será:

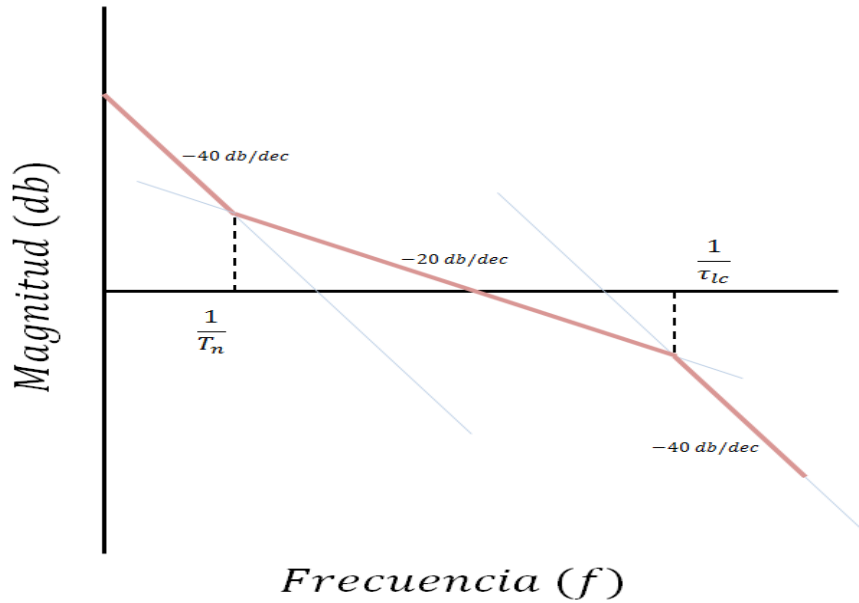


Figura 3.5 Diagrama de Bode.

Si se analiza el diagrama se pueden establecer que para frecuencias intermedias la función de transferencia será por tanto:

$$G_{la}(s) = \frac{T_n \cdot s + 1}{T_i \cdot s} \cdot \frac{1}{T_1 \cdot s} \quad (3.86.)$$

Y si la frecuencia de corte se establece como ω_1 se cumplirá:

$$|G_{la}(s = j\omega_1)| = 1 \quad (3.87.)$$

$$|G_{la}(s = j\omega_1)| = \frac{|T_n \cdot j\omega_1| + 1}{|T_i \cdot j\omega_1|} \cdot \frac{1}{|T_1 \cdot j\omega_1|} \approx \frac{T_n}{T_i \cdot T_1 \cdot \omega_1} \quad (3.88.)$$

Despejando la frecuencia de corte:

$$\omega_1 = \frac{T_n}{T_i \cdot T_1} \quad (3.89.)$$

Se puede demostrar ahora que una respuesta simétrica de la frecuencia permitirá el mayor margen de fase posible, de ahí la denominación del método. Llevando esta condición de simetría a la formulación, se obtiene:

$$\frac{2}{T_n} = \omega_1 = \frac{1}{2 \cdot \tau_{lc}^{int}} \quad (3.90.)$$

Operando las dos últimas ecuaciones podemos establecer las siguientes igualdades:

$$\frac{2}{T_n} = \frac{1}{2 \cdot \tau_{lc}^{int}} \quad (3.91.)$$

$$\frac{2}{T_n} = \frac{T_n}{T_i \cdot T_1} \quad (3.92.)$$

A partir de las cuales se puede deducir los valores de ajuste que debe tomar el regulador para cumplir con la condición de simetría planteada anteriormente:

$$T_n = 4 \cdot \tau_{lc}^{int} \quad (3.93.)$$

$$T_i = \frac{8 \cdot (\tau_{lc}^{int})^2}{T_1} \quad (3.94.)$$

Una vez definido el método a seguir para la regulación del lazo de velocidad de nuestro sistema de control, resta únicamente definir la función de transferencia de la planta sobre la que se aplicará dicho método. Partiendo de la ecuación:

$$t_e - t_c = 2 \cdot H \cdot \frac{d\omega}{dt} \quad (3.95.)$$

Se define la función de transferencia en lazo abierto de la planta a controlar según el método del óptimo simétrico:

$$G_{la}(s) = \frac{T_{nV} \cdot s + 1}{T_{iV} \cdot s} \cdot \frac{1}{1 + \tau_{lcp} \cdot s} \cdot \frac{1}{2 \cdot H \cdot s} \quad (3.96.)$$

Se sigue por tanto el razonamiento del método para llegar a los valores:

$$T_{nV} = 4 \cdot \tau_{lcp} \quad (3.97.)$$

$$T_{iV} = \frac{4 \cdot (\tau_{lcp})^2}{H} \quad (3.98.)$$

Se pueden obtener ahora los valores de la constante proporcional e integradora que definen el ajuste del regulador, según las ecuaciones 3.49 y 3.50 definidas anteriormente:

$$K_{iV} = \frac{H}{4 \cdot (\tau_{lcp})^2} \quad (3.99.)$$

$$K_{pV} = T_{nV} \cdot K_{iV} = \frac{H}{\tau_{lcp}} \quad (3.100.)$$

Con estos valores se define el ajuste del lazo de velocidad presente en el sistema de control y se puede decir que el sistema de control del motor de inducción se encuentra completamente definido.

4. INVERSOR TRIFÁSICO

4.1. Descripción

Como se ha mencionado anteriormente, el mayor uso de los motores de inducción en aplicaciones de velocidad variable en los últimos tiempos viene motivado por la aparición de una serie de tecnologías electrónicas que permiten que esta máquina sea controlada de manera más efectiva. En este capítulo se va a describir la etapa de potencia del sistema, en concreto del inversor trifásico que permite, a partir de un voltaje de entrada en corriente continua DC , obtener a la salida un voltaje en corriente alterna CA . Es por tanto un conversor continua/alterna (DC/CA).

El objetivo principal de estos inversores es obtener un voltaje y una frecuencia variable a la salida, lo que resulta idóneo para el control de la velocidad como se concluyó en el capítulo 3.1. El inversor se encuentra compuesto por una serie de mecanismos semiconductores, cuya velocidad de conmutación permite en todo momento controlar los distintos parámetros de la señal sinusoidal de salida, frecuencia, amplitud, fase, etc.

Es necesario remarcar que la salida del inversor no es completamente sinusoidal en la práctica, lo que provoca que la señal contenga armónicos. Estos armónicos resultan en muchos casos problemáticos si no se diseña un filtro que funcione correctamente, y su aparición provoca sobrecalentamiento en conductores y aislamientos, lo que conlleva una rápida degradación de los mismos y disminuyen el factor de potencia de la máquina. El resultado es un deterioro de las baterías de condensadores usadas para la corrección de este factor, la aparición de vibraciones y el incremento de las pérdidas. Se generan por tanto multitud de inconvenientes [31].

Se pueden diferenciar distintos tipos de inversor según a las características de la entrada en continua:

- Alimentado por Voltaje (VFI): Toma esta denominación cuando el voltaje de entrada en la etapa de continua se mantiene constante.
- Alimentado por Corriente (CFI): En este caso es la corriente de entrada en la etapa de continua la que se mantiene constante.

En este trabajo se utilizará el VFI. Para comprender el funcionamiento de este dispositivo antes de entrar al control del voltaje, se analiza su funcionamiento en modo de conducción donde únicamente se realiza la conversión DC/AC sin cambios ni en el voltaje ni en la frecuencia. En primer lugar, el esquema del dispositivo sería el siguiente [31]:

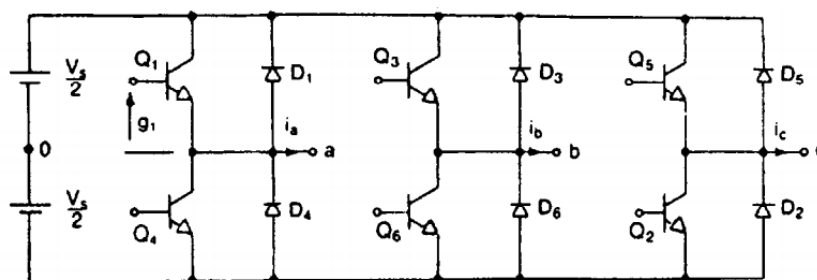


Figura 4.1 Esquema inversor trifásico [31].

Se compone de 6 transistores (Q_n) y de 6 diodos (D_n) a través de los cuales se consigue obtener una señal trifásica regulando su conmutación de manera conveniente al controlar las señales de compuerta de los transistores (g_n). Se va a analizar una conmutación simple cada 180° mediante la siguiente figura:

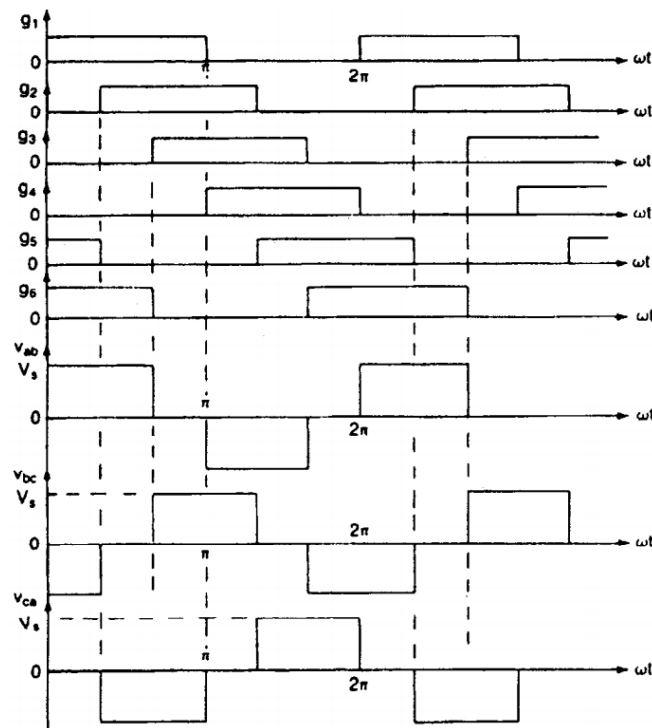


Figura 4.2 Funcionamiento inversor [31].

De esta manera en todo momento habrá 3 transistores activos, que irán permutando cada 180° . El funcionamiento es el siguiente: Si Q_1 se encuentra activo se obtiene el voltaje de la salida positiva de continua en el terminal a . Si a su vez se encuentra activo el transistor Q_6 se obtendrá en el terminal b el voltaje de la terminal negativa de la fuente de continua y por tanto el voltaje V_{ab} será el total de la fuente de continua. Por el contrario, en caso de que se encuentre activo al mismo tiempo el transistor Q_3 el voltaje V_{ab} será nulo.

Se deduce del esquema anterior la importancia del control de las señales que controlan la activación de los diferentes transistores para obtener la señal de salida que sea necesaria en cada momento. Para obtener un voltaje variable existen diversos métodos de modulación que permiten el control de la frecuencia y de la ganancia del inversor. En este caso se utilizará un método de modulación por ancho de pulso (*PWM – Pulse Width Modulation*) que se describirá en el siguiente apartado.

4.2. Modulación por ancho de pulso (PWM)

La modulación por ancho de pulso (*PWM – Pulse Width Modulation*) representa un método de control sobre la activación de los distintos interruptores del inversor. Se basa en el establecimiento de dos señales:

- Señal Moduladora: También se denominada señal de referencia. Esta señal es la que determinará, a criterio del usuario la amplitud y frecuencia de la señal de salida. Puede ser una señal cuadrada o sinusoidal.
- Señal Portadora: Determinará principalmente la velocidad de conmutación según su frecuencia y según su forma, que puede variar y será entre triangular, de sierra o de combinaciones entre estas dos.

La interacción entre ambas señales permitirá establecer distintos esquemas de conmutación según la forma y frecuencia de ambas señales. Por consiguiente permitirá determinar tanto la amplitud como la frecuencia de la señal de corriente continua de la salida, que es lo que se busca para poder aplicar los resultados del sistema de control de velocidad al motor.

La elección de este método de modulación se debe principalmente a que permite un trabajo de filtrado de armónicos más simple en la onda de salida y un mejor control sobre la amplitud de la señal resultante [32]. Su efecto sobre los armónicos no es de reducción, sino que los mismos presentan una frecuencia mucho más elevada que la de la onda y por tanto se facilita el filtrado de los mismos posteriormente. Sin embargo este método también conlleva una mayor complejidad de los circuitos de interruptores y un aumento en las pérdidas debido a una mayor frecuencia de conmutación.

Se va a representar a modo de ejemplo el método de modulación por un solo ancho de pulso, que resulta el método de modulación por ancho de pulsos más simple y a partir del cual será más fácil explicar los esquemas de conmutación posibles. Las señales portadora y de referencia de dicho método son:

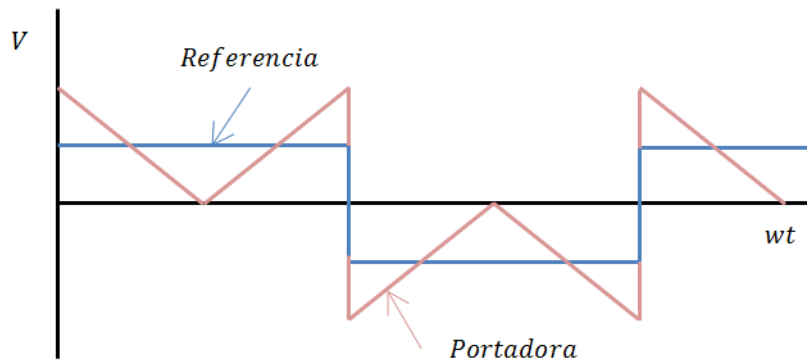


Figura 4.3 Ejemplo portadora – moduladora.

Existen principalmente dos métodos de comparación entre ambas señales, que son:

- Conmutación Bipolar: Se denomina bipolar ya que la salida tomará valores alternos entre el positivo y el negativo de la tensión de continua según:

$$v_{ab} = +V_{cc} \quad \text{para} \quad v_{ref} > v_{por} \quad (4.1.)$$

$$v_{ab} = -V_{cc} \quad \text{para} \quad v_{ref} < v_{por} \quad (4.2.)$$

Es decir, cuando la señal de referencia es mayor obtendremos el valor positivo del bus de continua, mientras que cuando la portadora supere a la de referencia se

obtiene el valor negativo del bus de continua y por tanto solo existe conmutación entre estos dos valores El esquema resultante es el siguiente:

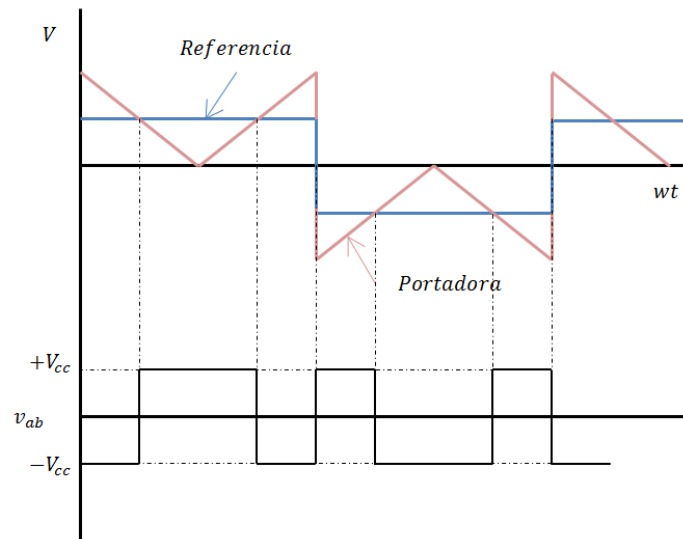


Figura 4.4 Conmutación bipolar.

- Conmutación Unipolar: En este caso la salida conmutará entre el valor positivo del bus de continua a cero, y entre el valor negativo del bus de continua a cero. En este caso se alternará según:

$$v_a = +V_{cc} \quad \text{para} \quad v_{ref1} > v_{por} \quad (4.3.)$$

$$v_a = 0 \quad \text{para} \quad v_{ref1} < v_{por} \quad (4.4.)$$

La figura es la siguiente:

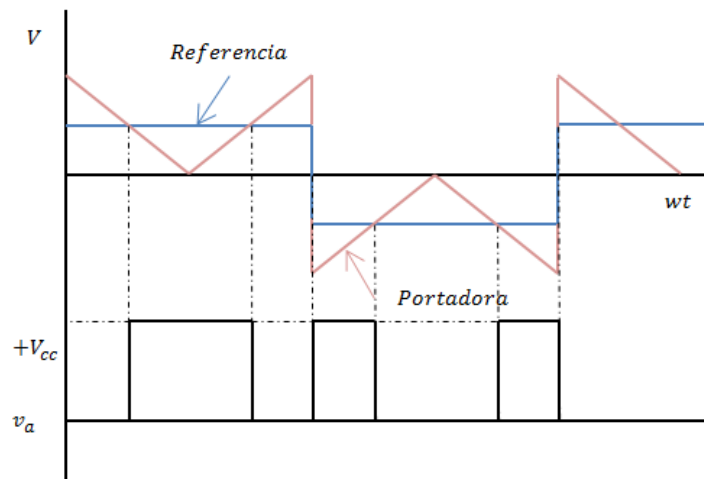


Figura 4.5 Conmutación unipolar.

En este trabajo se ha utilizado un método de regulación por ancho de pulsos sinusoidal que se describirá en el próximo apartado.

4.3. Modulación Sinusoidal del Ancho de Pulso

Este método tiene por señal moduladora una onda sinusoidal que se compara con una señal portadora triangular de frecuencia f_p para determinar las señales de compuerta. La frecuencia de la salida del inversor viene definida por la frecuencia de la señal referencia f_r , mientras que la amplitud de pico A_r define el voltaje de la salida. El esquema de esta modulación es el siguiente:

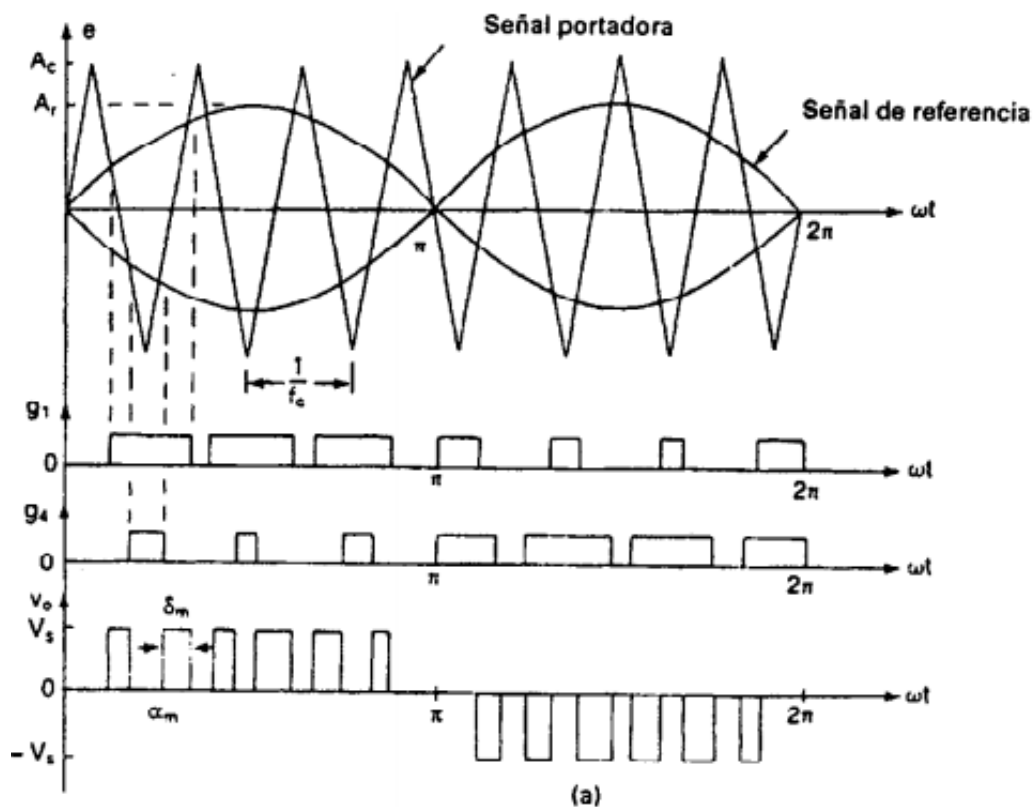


Figura 4.6 Modulación sinusoidal del ancho del pulso [31].

El funcionamiento de la modulación *SPWM*, por sus siglas en inglés, se realiza a través de parámetros que relacionan ambas señales. Se distinguen las siguientes definiciones [33]:

- Índice de modulación de frecuencia m_f : Se define como la relación entre las frecuencias portadora y de referencia:

$$m_f = \frac{f_p}{f_r} \quad (4.5.)$$

Esta relación resulta importante ya que determina la frecuencia de los armónicos que aparecen en múltiplo de la frecuencia de conmutación. Para obtener armónicos con frecuencias elevadas que sean fáciles de filtrar con un filtro paso bajo es necesario que m_f aumente. Pero esto supondrá mayores pérdidas en los interruptores por el aumento de la frecuencia de conmutación

- Índice de modulación de amplitud m_a : De igual modo que el índice anterior, viene definido por la fórmula:

$$m_a = \frac{V_p}{V_r} \quad (4.6.)$$

Representa el control sobre la amplitud de la onda de salida del inversor. En caso de ser $m_a \leq 1$ la relación será lineal entre el voltaje del bus de continua y el voltaje de salida siguiendo la relación:

$$V_s = m_a \cdot V_{cc} \quad (4.7.)$$

Esta relación deja de ser lineal al ser $m_a > 1$

Este sistema de modulación será el que permita transmitir al motor los cambios calculados y proporcionados por el sistema de control para que se sigan las consignas decididas por el conductor y se superen las perturbaciones y variaciones que aparezcan durante su funcionamiento.

5. SIMULACIONES

5.1. Modulación S – PWM

En primer lugar se van a realizar algunas simulaciones que permitan visualizar la modulación por ancho de pulsos del sistema definida anteriormente para comprobar su funcionamiento en el modelo y determinar las relaciones entre la onda portadora y moduladora. Estableciendo una gráfica paralela a la Figura 4.6 a partir del modelo se obtiene:

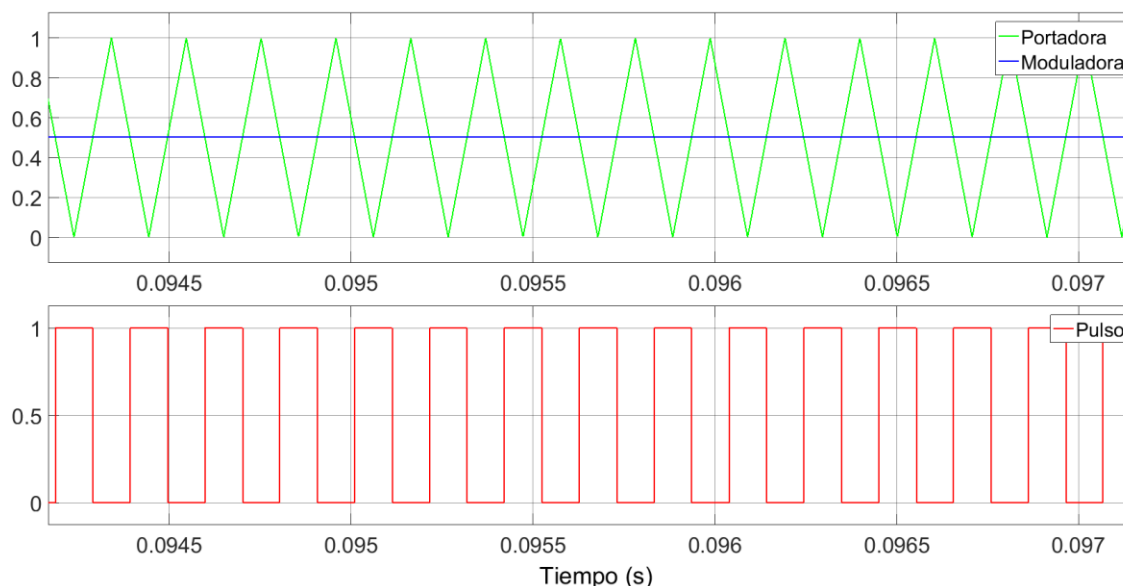


Figura 5.1 Modulación S – PWM – Modelo.

Se comprueba que el funcionamiento es el descrito anteriormente. El pulso tomará valor 1 cuando la señal moduladora sea mayor a la portadora y 0 cuando se produzca la situación inversa. En el zoom realizado en la figura anterior no se percibe la señal moduladora como sinusoidal, esto se debe a que el índice de modulación de frecuencia m_f tiene valor de 81 para permitir el filtrado de armónicos mencionado anteriormente, y por tanto no se aprecia el carácter sinusoidal de la señal de referencia.

Se lleva a cabo la simulación de una situación simple como es un cambio en la consigna de la velocidad, para ver el funcionamiento de la modulación y constatar el correcto funcionamiento del sistema con su incorporación. En futuras simulaciones se usará el valor promedio de los diferentes valores para una mejor comprensión del comportamiento del motor, ya que frecuentemente las respuestas quedan enmascaradas por el “ruido” de la señal del convertidor, como se comprobará a continuación.

En primer lugar se representa el cambio en la consigna de velocidad. Se produce una aceleración de arranque hasta alcanzar la velocidad deseada, de manera que la consigna responde a la figura siguiente:

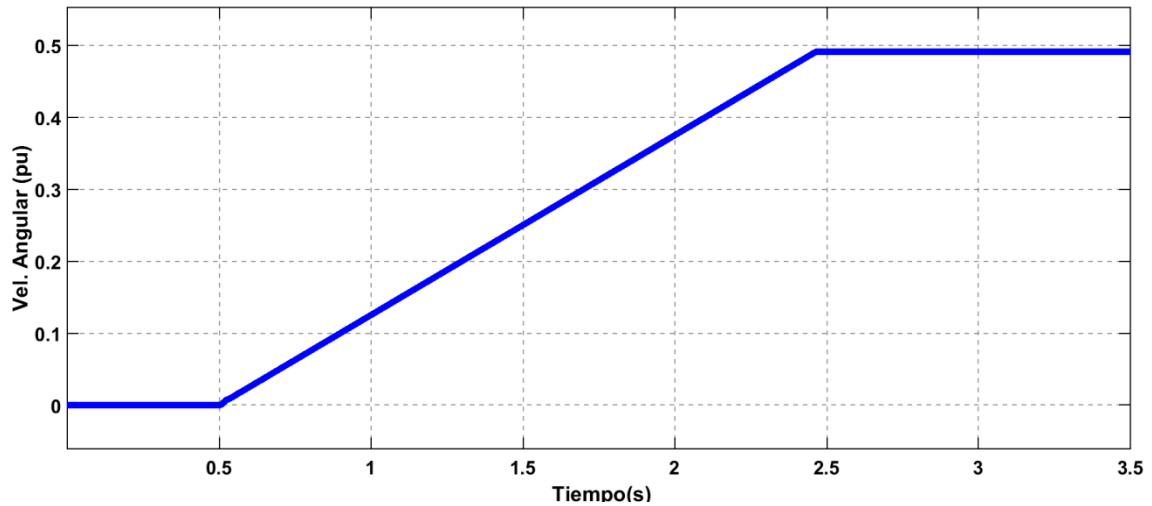


Figura 5.2 Simulación $S - PWM$ – Consigna.

La velocidad sigue en todo momento la consigna deseada, con oscilaciones mínimas en los momentos de cambio que se producen en $t = 0,5s$ y $t \approx 2.5s$. Si se analizan estos momentos en detalle, se verá la respuesta del control ante los cambios con la modulación $S - PWM$. En primer lugar se observa lo siguiente.

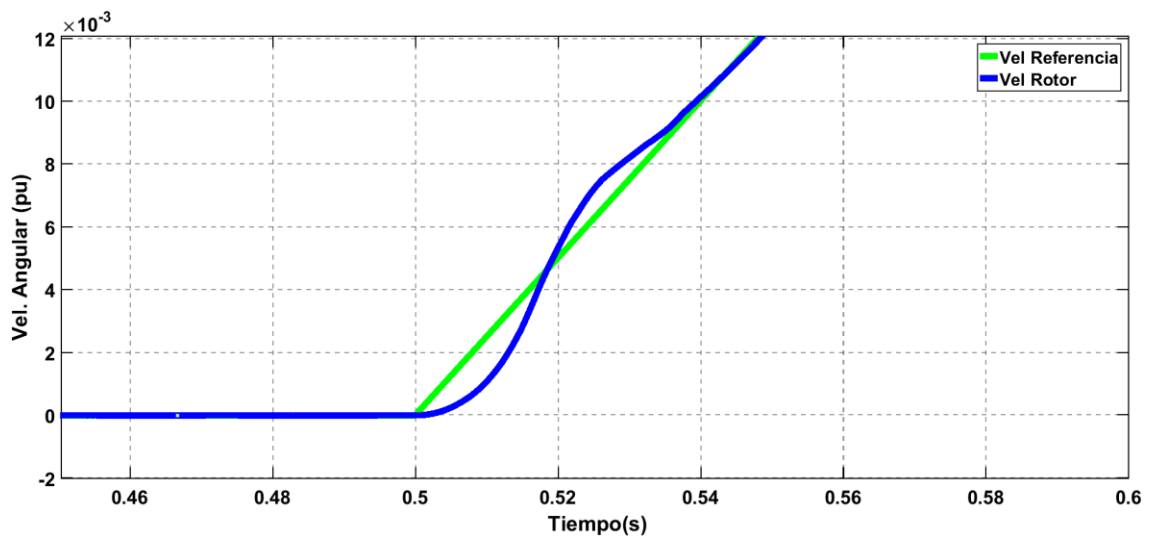


Figura 5.3 Simulación $S - PWM$ - Zoom 1 control.

En este detalle (ver figura 5.3) se puede observar que el control sobre la velocidad es óptimo y que se consigue un cambio muy rápido (apenas 0,02 s) hasta que la velocidad comienza a aumentar con la misma pendiente con la que lo hace la consigna. En esta figura, no se aprecia ningún efecto por parte de la modulación realizada en los resultados de velocidad obtenidos. Sin embargo, si se analiza un detalle con más detenimiento en el segundo cambio se observa la figura 5.4:

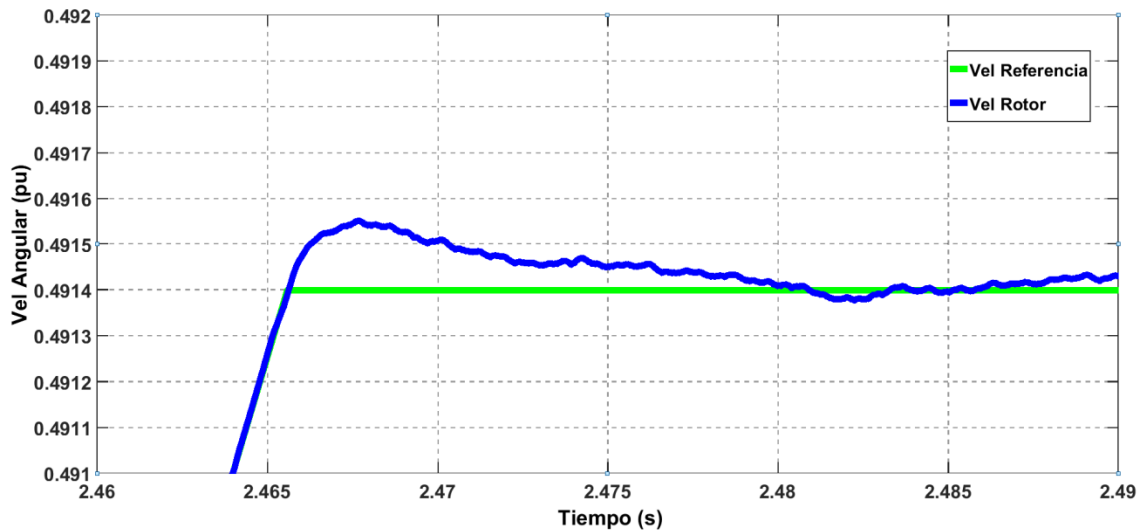


Figura 5.4 Simulación $S - PWM$ - Zoom 2 control.

Se puede observar el efecto, mínimo, que tiene la modulación sobre la velocidad del rotor, la cual no presenta una línea fluida, sino que presenta oscilaciones casi imperceptibles pero a tener en cuenta. A través de estas dos últimas figuras se comprueba el correcto funcionamiento de la modulación $S - PWM$. Como se ha mencionado antes, sería conveniente la implantación de un filtro a la entrada del estátor para obtener una respuesta más fluida en cuanto a pares y potencia, lo que se observa en la siguiente figura:

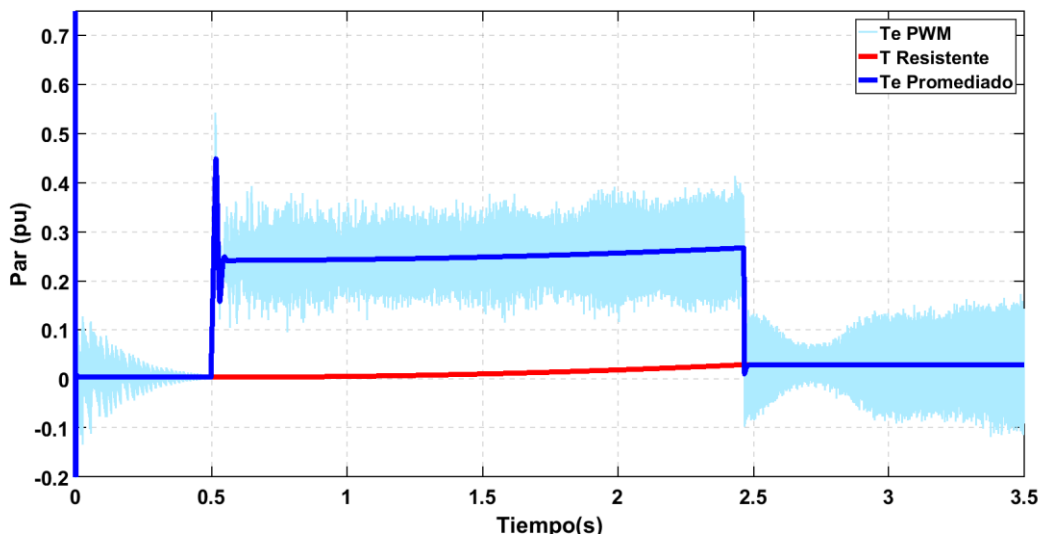


Figura 5.5 Simulación $S - PWM$ – Pares.

Los valores obtenidos en la figura 5.5 muestran que la relación entre par resistente T_r y par electromecánico T_e , este último en sus valores promediado y real para permitir una mejor visualización, es totalmente correcta. El par resistente presenta una curva ascendente, ya que viene determinado en función del cuadrado de la velocidad debido a su componente aerodinámica. Para obtener el aumento de velocidad deseado con un aceleración constante, la diferencia entre par resistente y par electromagnético se mantiene también constante durante

todo la rampa de velocidad. Una vez alcanzada la velocidad deseada esta diferencia se reduce a 0 para obtener una aceleración nula.

El hecho de haber incluido la modulación provoca el aspecto que se observa en el par electromagnético no promediado, que dificulta la apreciación de lo comentado anteriormente en cuanto a cambios y diferencias entre los pares, por lo que se muestra a su vez el valor promediado del par electromagnético. Para el resto de simulaciones se mostrará en muchos casos únicamente el valor promediado, lo que permite mostrar de manera más clara el funcionamiento de la máquina y su reacción ante distintas situaciones. Para constatar el correcto funcionamiento de la modulación se muestra por último la siguiente figura que muestra la corriente trifásica I_{sa} del estátor, tanto en su valor real como en su valor promediado:

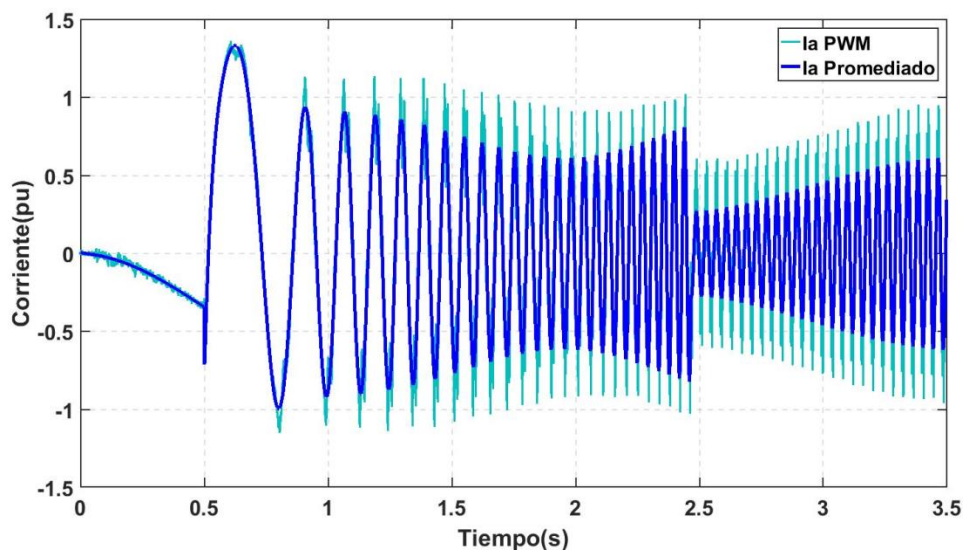


Figura 5.6 Simulación S – PWM - I_{sa} .

La forma del valor real de la corriente no es exactamente sinusoidal como se puede apreciar mejor en la siguiente figura:

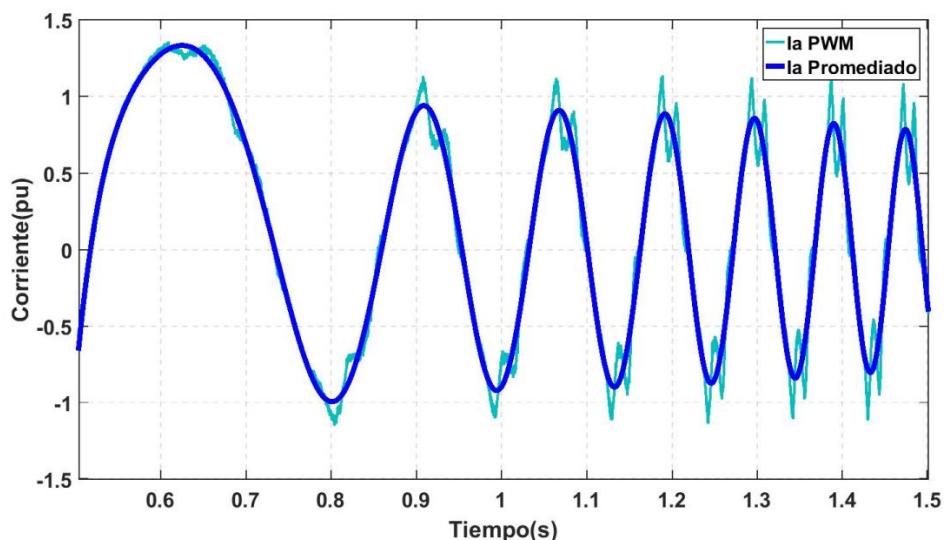


Figura 5.7 Simulación S – PWM – Zoom I_{sa} .

Pero se distingue claramente en la figura 5.6 cómo la frecuencia aumenta progresivamente a lo largo de toda la rampa de aceleración mientras el módulo se mantiene relativamente constante. Se consigue así un aumento progresivo del par electromecánico producido en la máquina. Una vez alcanzada la velocidad deseada existe una disminución brusca de la amplitud para lograr el escalón de par observado en la figura 5.5 y obtener de nuevo una velocidad constante.

Con esta simulación se demuestra que el funcionamiento del sistema con la modulación por ancho de pulsos es correcto. En algunas de las próximas simulaciones se mostrarán, como se ha descrito antes, los valores promedios de las distintas variables, ya que de esta manera la comprensión del comportamiento de la máquina resulta mucho más sencilla.

5.2. Arranque hasta velocidad máxima

La siguiente simulación que se analiza es aquella en la que, partiendo del estado de reposo, se lleva el vehículo a través de una aceleración continua hasta su velocidad máxima. Representa la simulación más simple y es similar a la realizada para la demostración de la modulación $S - PWM$, con la diferencia de que en este caso se busca llegar hasta la velocidad más cercana a la velocidad de sincronismo. Es una situación idónea para analizar con mayor detalle el funcionamiento del sistema de control.

La figura correspondiente a la consigna será por tanto similar a la figura 5.2 pero con el escalón final cercano a un valor de velocidad angular de $1 p.u.$ Esta simulación, como se ha dicho, va a centrarse en la actuación del sistema de control para lograr seguir la consigna. Para obtener una aceleración el par electromagnético debe ser superior al par resistente. En la siguiente figura se puede comprobar que esto sucede:

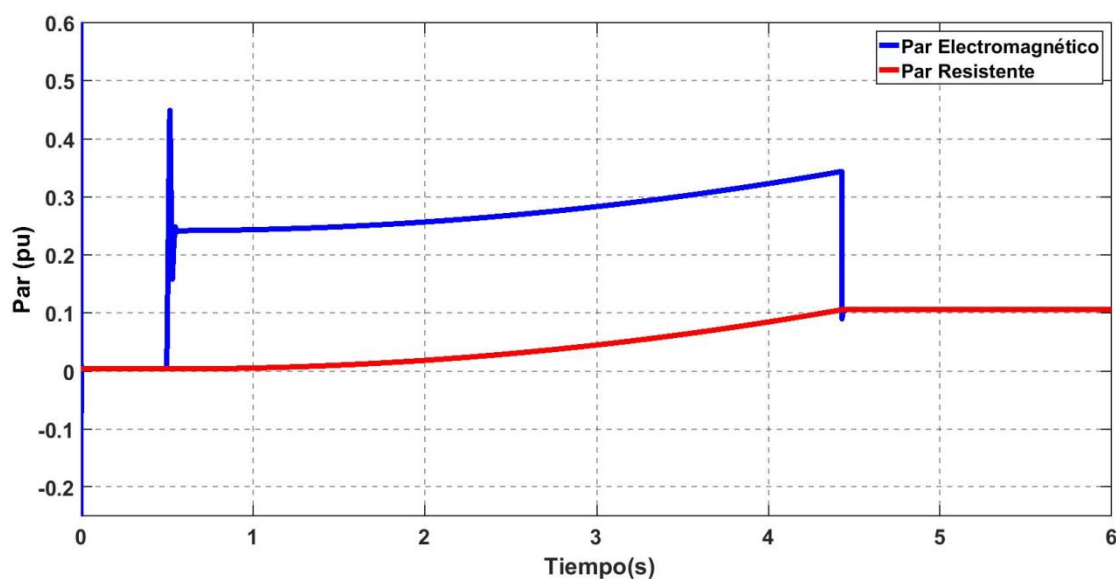


Figura 5.8 Simulación aceleración pares.

La principal característica del control orientado al campo es que se consigue controlar de manera desacoplada el par de la máquina y el flujo del rotor de la misma, caracterizado por la corriente magnetizante i_{mR} . Por lo tanto en este caso, en el que se tiene un cambio en el par, la corriente magnetizante se debe mantener constante. Se comprueba a través de la siguiente figura:

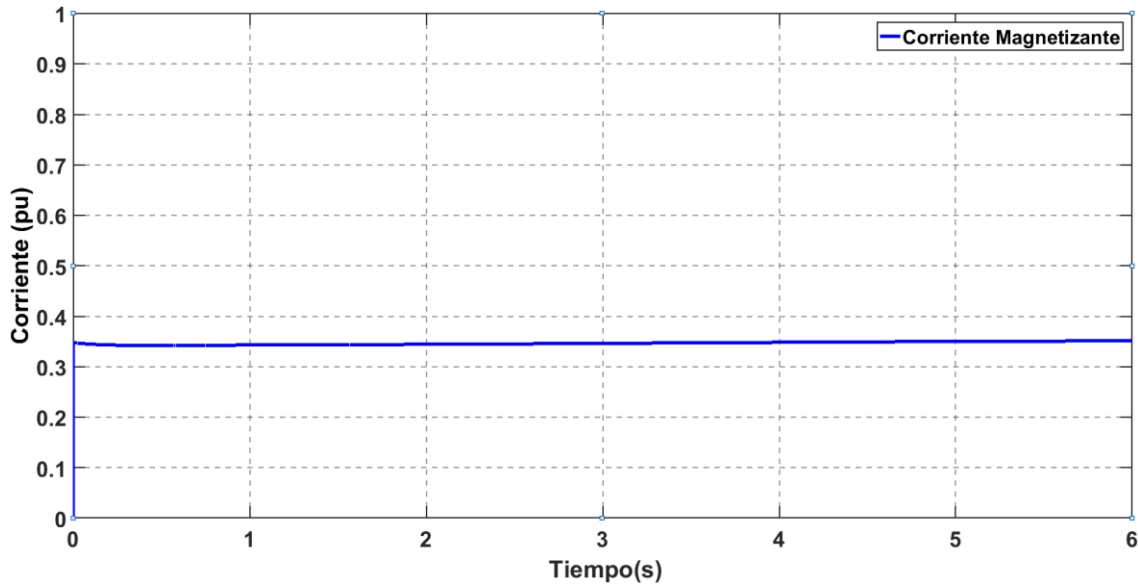


Figura 5.9 Simulación aceleración i_{mR} .

De la gráfica se desprende que gracias a la orientación al flujo realizada, los cambios en el par producido por la máquina no suponen un cambio en la corriente magnetizante y por tanto en el flujo del rotor de la máquina lo cual hace que el control sea similar al realizado en las máquinas de corriente continua.

Una correcta orientación permitía controlar el par de la máquina a través de la componente de cuadratura de la tensión del estátor i_{sq} . Por lo tanto esta componente habrá variado de manera similar al torque producido en el eje de la máquina como se comprueba con la siguiente figura:

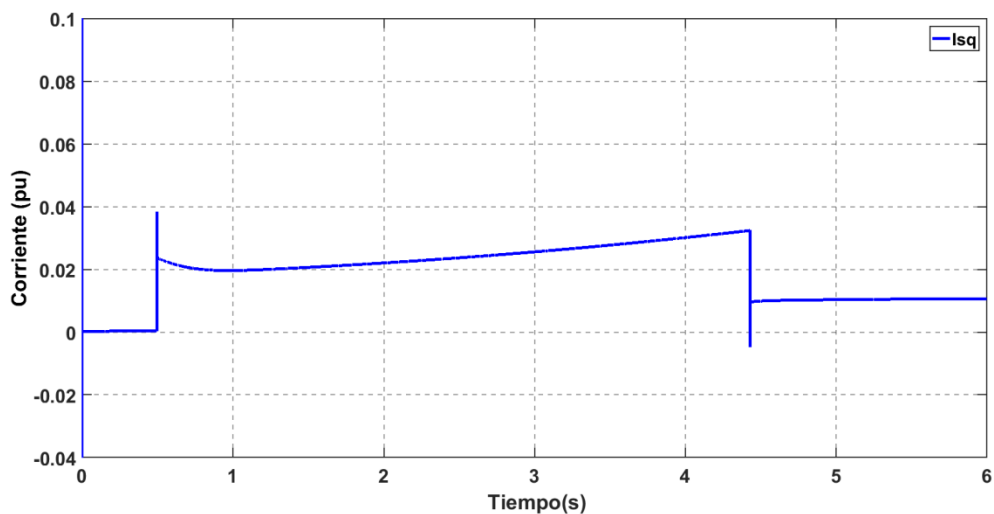


Figura 5.10 Simulación aceleración i_{sq} .

Se comprueba por tanto el funcionamiento definido en el capítulo 3. Se ha constatado el desacoplamiento entre las corrientes de cuadratura y directa del estátor a través de una correcta orientación vectorial. Se puede analizar, realizando una comparativa entre señal de referencia y velocidad del rotor, el ajuste de los reguladores que se ha calculado.

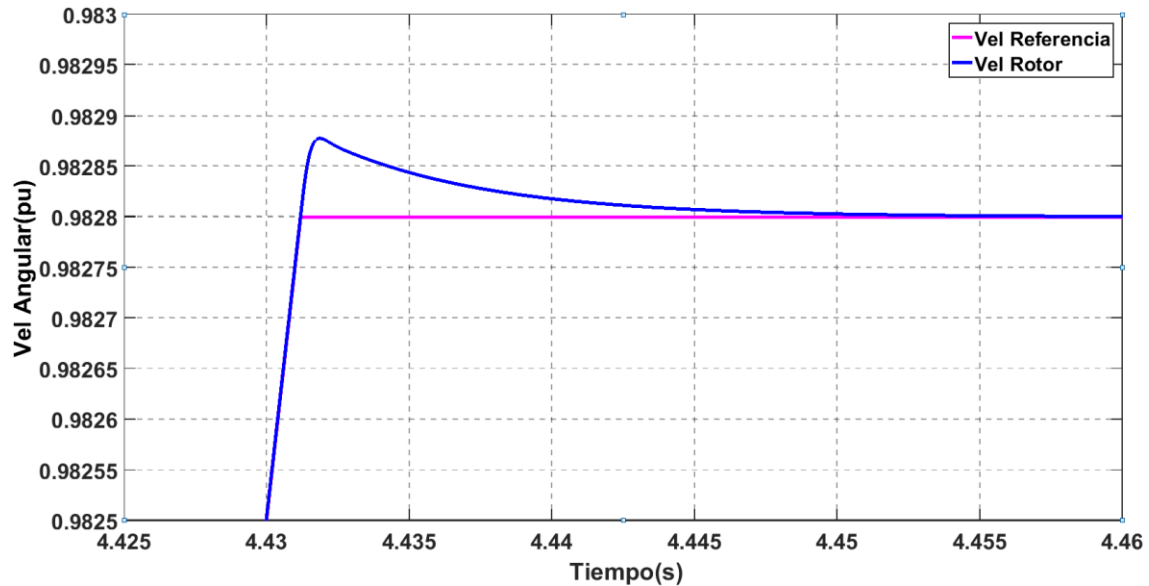


Figura 5.11 Simulación aceleración control.

La sobreoscilación es mínima, como se puede observar en la figura 5.11, a la vez que el tiempo de establecimiento es enormemente rápido. El control no presenta oscilaciones hasta la estabilización, lo cual es importante en esta aplicación ya que se buscan aceleraciones y frenadas que sigan la consigna con suavidad.

Con esta segunda simulación se demuestra que el sistema de control concebido para esta aplicación ha sido bien ajustado que los principios en los que se basa el control vectorial orientado al campo son correctos y que permiten tratar de manera independiente el flujo y el par de la máquina.

5.3. Pendiente pronunciada

En esta simulación, el vehículo se encontrará con un cambio brusco de la inclinación del terreno, lo que se traducirá en un escalón del par resistente, en este caso de disminución, porque la pendiente favorece la marcha del vehículo. Otra situación donde se produciría un escalón en el par resistente sería un cambio en la calzada que provocará un distinto coeficiente de rozamiento. Esta simulación por tanto no trata de cambios en la consigna, si no de superar las características de la vía manteniendo la velocidad deseada.

La simulación por tanto viene definida por dos situaciones: Se produce el arranque en $t = 1s$, y una vez alcanzada la velocidad deseada en el instante $t = 3,75s$ el coche comienza el descenso de una pendiente de -30° , hasta el final de la simulación.

Se muestra en primer lugar la velocidad lineal del vehículo en la figura 5.12, que evidentemente tiene un aspecto idéntico al que tiene la velocidad del rotor ya que las dos están relacionadas a través de la reductora y del radio de la rueda, variables ambas constantes. Sin embargo permite concretar la velocidad real a la que se mueve el vehículo e imaginar mejor la situación real:

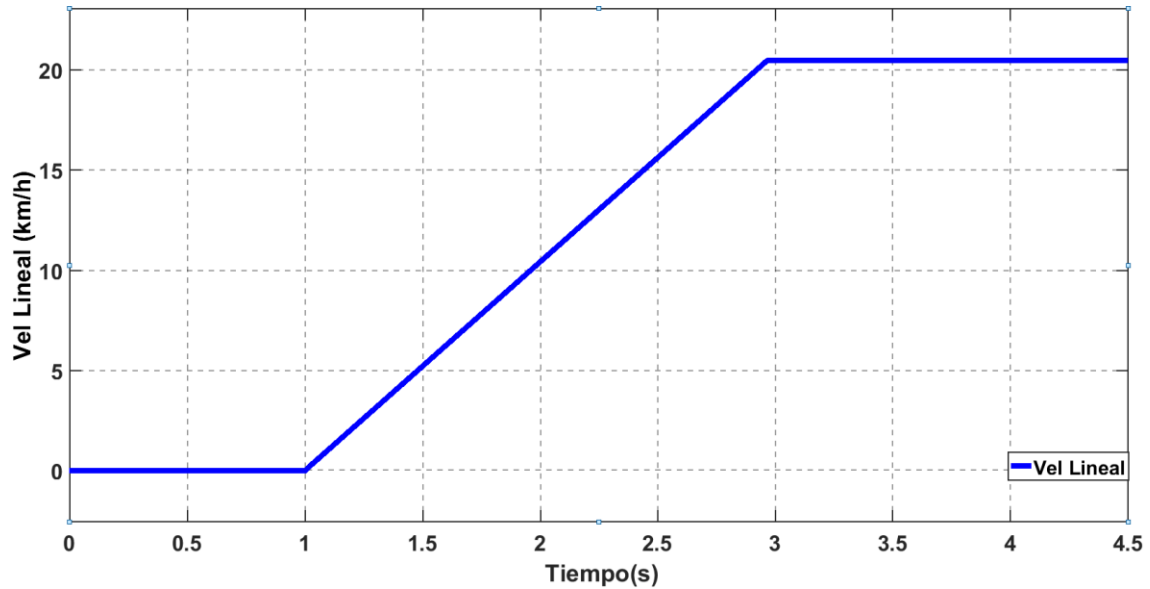


Figura 5.12 Simulación pendiente velocidad lineal.

A simple vista se observa que el sistema de control cumple su cometido, y que el conductor del vehículo no percibiría ningún cambio en la velocidad al enfrentarse a la pendiente indicada. Si se centra la atención en la gráfica comparativa de la figura 5.13 entre par resistente y par electromagnético:

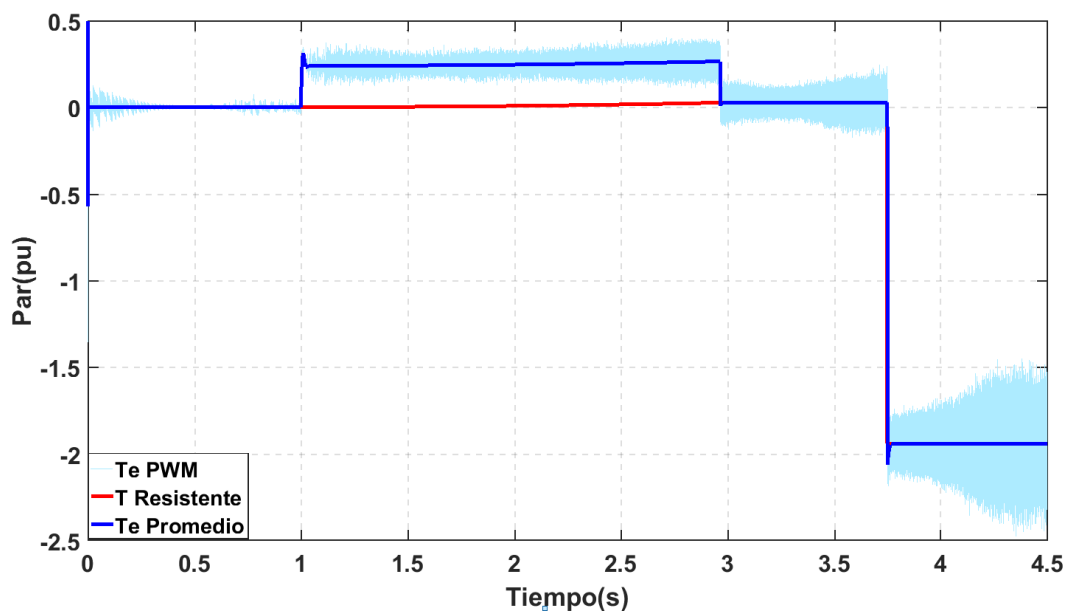


Figura 5.13 Simulación pendiente pares.

Se observa que una vez alcanzada la velocidad, en un instante entorno a $t = 3s$, los pares se igualan para anular cualquier aceleración del vehículo. Pero lo llamativo acontece cuando, al llegar el vehículo a la pendiente de bajada, el par resistente toma valores negativos debido al peso del vehículo. Un valor negativo del par resistente indica que, en vez de ejercer una resistencia sobre la marcha del vehículo, este par ayuda a la marcha del mismo favoreciendo su aceleración. Para contrarrestar esta situación el par electromagnético de la máquina debe, de la misma manera que ante valores positivos del par resistente, igualar su valor para obtener una aceleración nula y de esta manera “sujetar” el vehículo para que no comience bajar de manera descontrolada. Si hablamos de un par negativo entonces se puede decir que en este caso la máquina de inducción estará funcionando en este caso en régimen de generador según se observa en la siguiente figura:

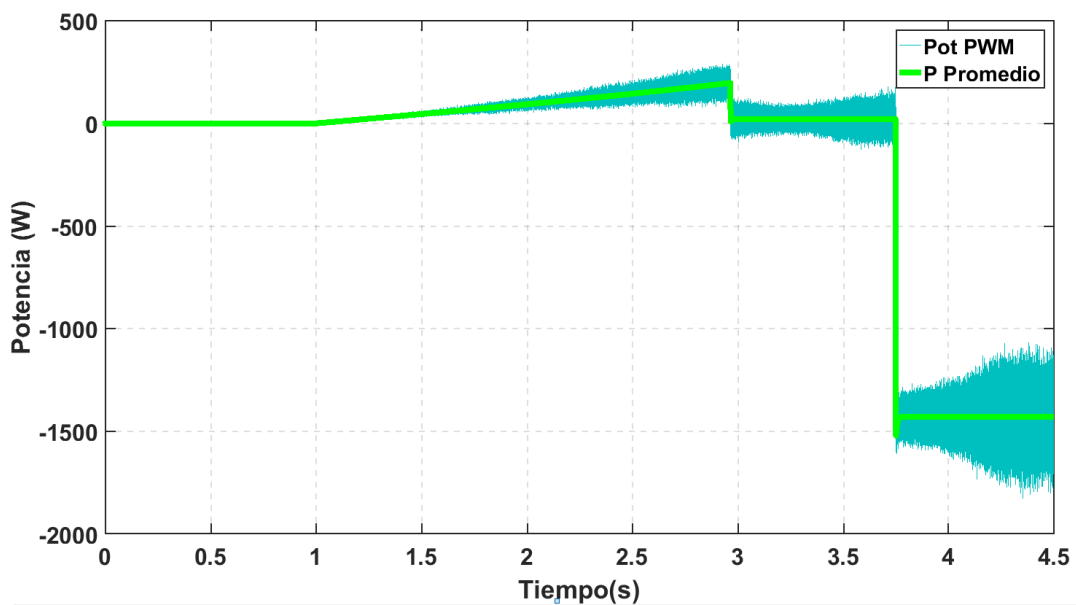


Figura 5.14 Simulación pendiente potencia.

La potencia consumida toma también valores negativos al entrar en la pendiente pronunciada, por lo que se confirma lo dicho anteriormente. La máquina de inducción del vehículo funciona en modo generador al encontrarse en una situación de bajada, situación que podría ser aprovechada para recargar la batería mientras se prosigue con la conducción. Esto también se produce ante situaciones de frenado brusco, donde para conseguir una aceleración negativa elevada, el par puede llegar a tomar valores negativos y provocar la misma situación.

Por último resulta interesante analizar en detalle el comportamiento de la velocidad ante la pendiente con la siguiente figura:

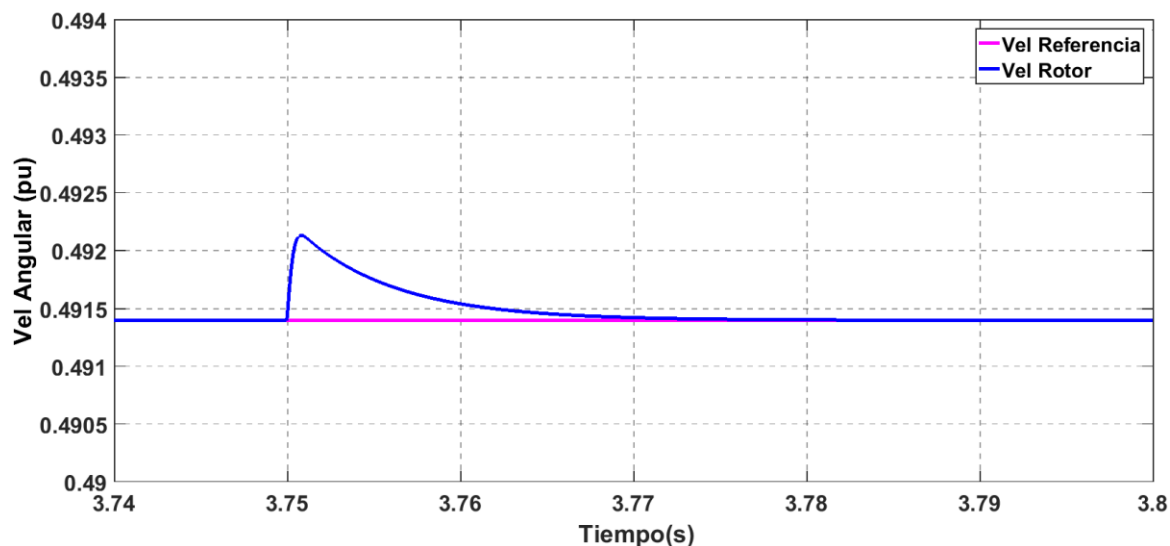


Figura 5.15 Simulación pendiente control.

En este caso la velocidad tiene un aumento leve para superar el escalón descendente del par resistente. La actuación del control descrita anteriormente consigue mantener el valor de la velocidad en los valores requeridos en menos de 0,1 s.

Con esta simulación se analiza una situación en la que se requiere un par negativo de la máquina y por tanto su funcionamiento como generador.

5.4. Ciclo urbano *ECE* – 15

Finalmente se simula el ciclo urbano de conducción *ECE-15*, ciclo urbano homologado por la Unión Europea que junto con el ciclo de conducción interurbano *EUDC* conforman el denominado el *NEDC (New European Driving Cycle)* [34]. El objetivo de estos ciclos de conducción es unificar las mediciones de emisiones y consumo de los diferentes modelos que aparezcan en el mercado de manera que se puedan comparar estos valores sin necesidad de tener en cuenta otros factores.

El caso del ciclo *ECE-15* simula las condiciones de conducción de una ciudad. Sus velocidades no son elevadas y se dan situaciones de parada que podrían emular un semáforo, además de pequeñas aceleraciones y deceleraciones escalonadas con cambios de pendiente. Se ha considerado una prueba ideal por aunar en una sola simulación de 195 segundos todos los casos anteriormente, y en definitiva para dar por correcto el funcionamiento del sistema de control.

No se ha podido realizar la simulación del ciclo urbano con la modulación PWM, ya que para ello se requería de un tiempo demasiado extenso. Se han realizado además diversos intentos pero debido a la duración y a la cantidad de datos a procesar durante la simulación, el entorno de programación *MATLAB* presentaba problemas para resolver el sistema. Se presentan por tanto los datos sin el bloque de modulación.

La velocidad lineal del vehículo para el ciclo *ECE* – 15 es la siguiente:

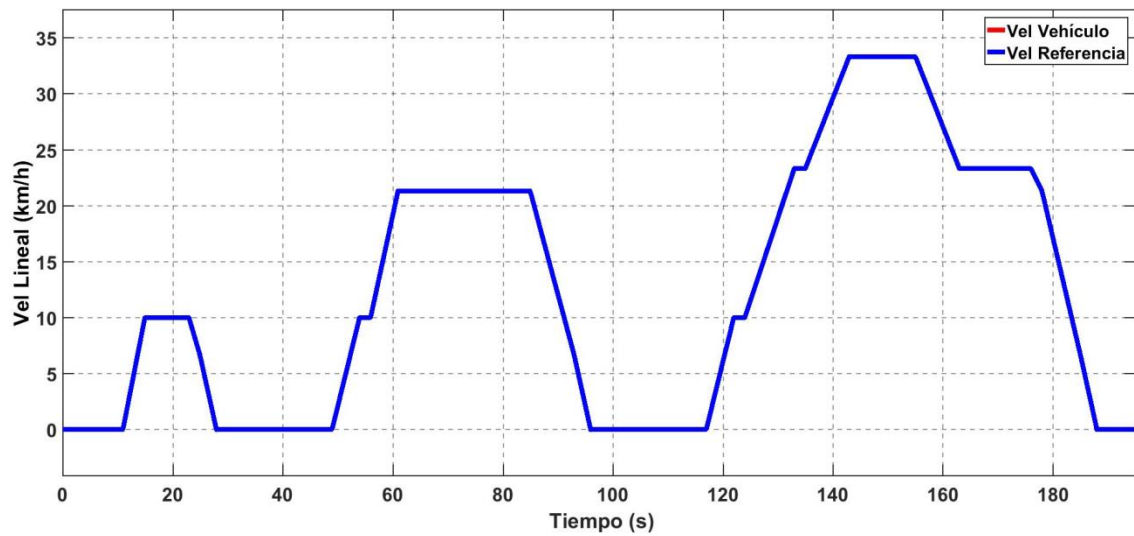


Figura 5.16 Simulación *ECE* – 15 Velocidad lineal.

Como se ha visto en las simulaciones anteriores el control actúa según lo esperado, consiguiendo que la velocidad lineal sea la deseada en cada momento, como se demuestra en la figura anterior.

Siguiendo con lo establecido en las simulaciones previas, se muestra la gráfica comparativa entre los pares, lo que permite seguir la evolución de la aceleración a lo largo del ciclo de conducción:

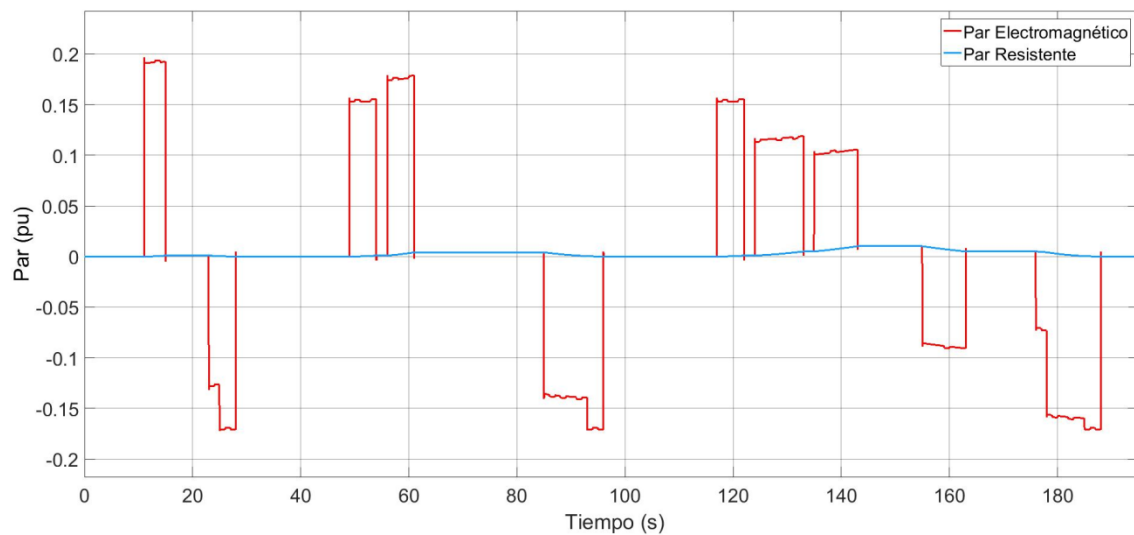


Figura 5.17 Simulación *ECE* – 15 Pares.

Cada tramo en el que par resistente y par electromagnético se igualan representa un periodo de velocidad constante, ya sea esta nula o de valor positivo. El resto de variaciones en el par electromagnético representan periodos de aceleración del vehículo

Esto se expresa de manera más clara en el siguiente gráfico, donde se muestra alternativamente la velocidad del rotor de la máquina en *rpm*, el par electromagnético de la máquina y la potencia consumida por la misma:

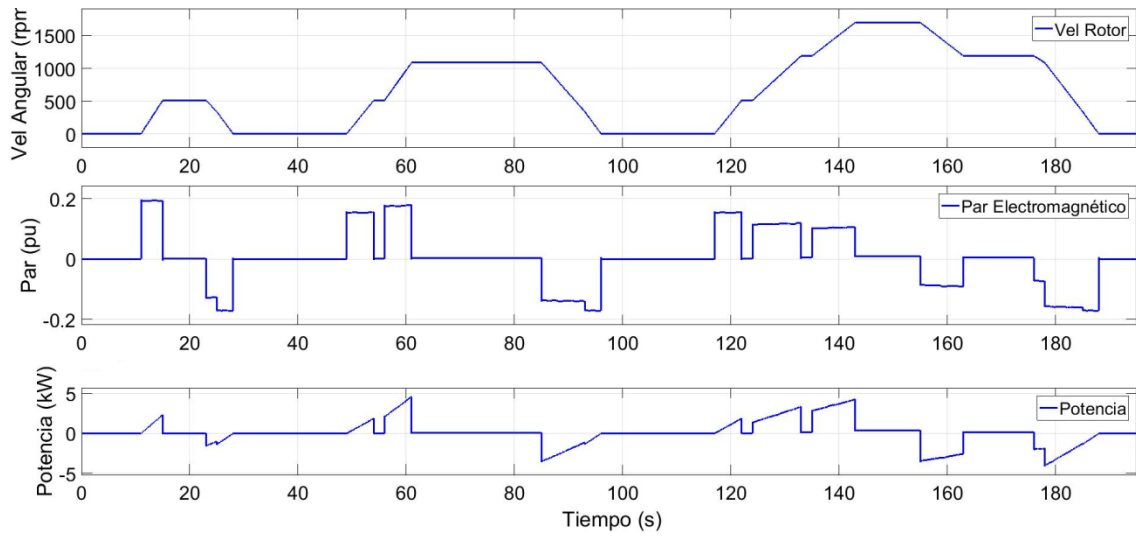


Figura 5.18 Simulación ECE – 15.

En esta gráfica podemos constatar, que existen tres situaciones posibles de funcionamiento:

$$\text{Si } T_e > T_r \text{ entonces } \frac{dv}{dt} > 0 \quad (5.1.)$$

$$\text{Si } T_e = T_r \text{ entonces } \frac{dv}{dt} = 0 \quad (5.2.)$$

$$\text{Si } T_e < T_r \text{ entonces } \frac{dv}{dt} < 0 \quad (5.3.)$$

Una vez completado el ciclo de condición urbano se puede decir que el sistema es válido para circular de manera totalmente correcta por una vía urbana, cumpliendo aceptablemente con los requisitos de velocidad y aceleración de una conducción estándar.

De hecho, la Figura 5.18 supone la demostración de lo definido en el apartado 2.7. Se observa que en el momento del primer arranque del vehículo, cuando la velocidad es más baja, el par de la máquina es máximo. Lo que, conforme a lo referido a la Figura 2.7, indica que la máquina en ese momento de arranque está trabajando a frecuencias menores a la frecuencia base. En la representación de la corriente I_{sa} de la figura 5.6 se observa como la frecuencia es menor y sufre un aumento durante el proceso de arranque.

Las siguientes las características de funcionamiento bajo frecuencias variables están definidas gráficamente en la Figura 2.7, en la que se establece que se obtendrá una potencia máxima a frecuencias, y por tanto velocidades, mayores a la frecuencia base. Si se analiza detenidamente el periodo comprendido aproximadamente entre $t = 110s$ y $t = 150s$, donde aparecen tres aumentos escalonados de velocidad, se comprueba cómo en cada una de las rampas de incremento de velocidad, la potencia va aumentando a medida que es mayor la velocidad requerida. A su vez el par electromagnético en el eje de la máquina disminuye

cuanto mayor es dicha velocidad, ya que en esta región de funcionamiento ($f > f_{base}$) cuanto mayor sea la frecuencia menor será el par máximo de la máquina.

De esta manera se cumplen satisfactoriamente los dos primeros requisitos establecidos para un motor eléctrico trabajando como propulsor de una máquina de tracción, en relación con altos pares de arranque en situaciones de baja velocidad y con potencias elevadas en situaciones de máxima velocidad. Esto corrobora la elección de la máquina de inducción como el accionamiento eléctrico idóneo para esta aplicación concreta.

6. CONCLUSIONES

Este trabajo tiene como objetivo el desarrollo de un accionamiento eléctrico para lograr el correcto funcionamiento de un vehículo eléctrico ante situaciones propias de la conducción. A la vista de los resultados obtenidos en las distintas simulaciones realizadas se puede decir que se han alcanzado todos los objetivos marcados al inicio del proyecto.

A través de un análisis exhaustivo de las ecuaciones que definen el motor, se ha podido construir un modelo representativo y fiel de sus características principales. Se ha establecido claramente el funcionamiento de un motor de inducción y se han demostrado las ventajas que hacen de esta máquina eléctrica la elección idónea para esta aplicación. Se puede comprobar con el análisis de los requisitos establecidos en la introducción para un motor eléctrico que trabaje en una máquina de tracción y su comparación con los resultados obtenidos en las simulaciones del vehículo en conducción.

El planteamiento del problema dinámico ha permitido la realización de simulaciones realistas que incluyen situaciones no favorables del entorno, como puede ser la inclinación de las vías por las que se circula. Esto ha mostrado tanto la respuesta del motor ante situaciones adversas bruscas como su capacidad de funcionar como generador en determinadas condiciones.

Se buscaba analizar la técnica de control vectorial orientado al campo y definir su utilidad en este tipo de aplicación. Se ha conseguido precisar el funcionamiento de dicho sistema a través de una serie de métodos de cálculo que han permitido dimensionar los valores de ajuste necesarios para que los reguladores que se incluyen en el sistema de control tengan un funcionamiento idóneo. Estos cálculos han sido corroborados de manera repetida en las distintas simulaciones, al obtener respuestas rápidas y efectivas sobre la velocidad, variable principal a controlar debido a las características de la aplicación.

La implantación del convertidor trifásico conmutado a través de la modulación sinusoidal por ancho de pulsos es el bloque que permitirá el enlace entre la batería del vehículo, aquí tomada como fuente ideal, y el bloque del motor. Su uso ha demostrado la conveniencia del uso de un filtro paso bajo para erradicar los armónicos provenientes de las conmutaciones del inversor.

Por todo lo anterior, y ateniéndose a los resultados obtenidos en las simulaciones, se puede decir que el sistema de control instaurado cubre todos sus requisitos con éxito.

7. VIABILIDAD DEL PROYECTO

7.1. Presupuesto

A la hora de analizar la viabilidad para acometer este proyecto, resulta fundamental realizar una estimación presupuestaria de lo que supondría la instalación de un sistema de este tipo en un vehículo. Se realizan una serie de suposiciones acerca de la situación en la que se lleva a cabo el trabajo, que podrían variar modificando significativamente el importe total presupuestado.

Únicamente se presupuestan los artículos y dispositivos descritos en los distintos apartados del proyecto. Esto quiere decir que se proporcionará, para la instalación del accionamiento eléctrico, un vehículo con una batería eléctrica al que le falte únicamente el motor y el sistema electrónico de control. Se presupuesta el acopio de material, las horas de trabajo de ingeniería correspondientes al cálculo, dimensionamiento y puesta a punto de los distintos dispositivos, así como la mano de obra necesaria para la instalación mecánica de los dispositivos en el propio vehículo. El presupuesto resultante es el siguiente:

ÍTEM	UNIDADES	CANTIDAD	COSTE UNITARIO	IMPORTE
Motor Inducción 2.3 Kw	Ud	1	7.500,00 €	7.500,00 €
Convertidor ($f = 4860$ Vdc = 600)	Ud	1	125,00 €	125,00 €
Placa de Control	Ud	1	225,00 €	225,00 €
Reductora ($i_{Red} = 3$; $\eta = 0,8$)	Ud	1	55,00 €	55,00 €
			MATERIAL	7.905,00 €
Perfil Ingeniero	Horas	80	66,00 €	5.280,00 €
Perfil Director Técnico	Horas	20	30,00 €	600,00 €
Perfil Peón Especializado	Horas	60	47,00 €	2.820,00 €
			MANO DE OBRA	8.700 €
			TOTAL	16.605,00 €

Figura 7.1 Presupuesto.

Los perfiles del personal mencionado anteriormente, necesario para la electrificación del vehículo son los siguientes:

- Ingeniero Especialista: Trabajo de cálculo y desarrollo de las soluciones mecánicas, eléctricas y electrónicas que se aplicarán a los dispositivos para el correcto funcionamiento del accionamiento.
- Director Técnico: Supervisión del proyecto, aporte de planificación y estrategia a los demás participantes.
- Peón Especializado: Trabajo de instalación física del motor, realización de las diferentes conexiones y cableados del motor con los dispositivos electrónicos.

7.2. Planificación

La realización de una planificación temporal estimada del proyecto, que justifique los plazos y las implicaciones de los diferentes perfiles presupuestados, resulta de vital importancia para dar fiabilidad al proyecto frente al cliente que desee la implantación del sistema en un vehículo. El calendario estimado sería el siguiente:

TAREAS	MES 1				MES 2				MES 3			
	Semanas											
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
Cálculo de Parámetros												
Simulaciones												
Acopio del Material												
Instalación del Motor												
Pruebas de Conducción												
Puesta a Punto Final												

Figura 7.2 Calendario.

Donde las etapas a diferenciar serán las siguientes:

- Cálculo de Parámetros: Esta etapa, realizada principalmente por el ingeniero especialista, corresponde a la realización de todos los cálculos teóricos necesarios para dimensionar y parametrizar correctamente todos los dispositivos del accionamiento.
- Simulaciones: Se llevarán a cabo en las plataformas de software durante la última semana de los cálculos para corroborarlos y corregirlos si es necesario.
- Acopio de Material: Una vez se dimensionan los dispositivos se realiza el pedido de los distintos productos a los proveedores correspondientes.
- Instalación del Motor: El peón especializado procederá a instalar físicamente el motor en el vehículo y luego llevará a cabo los cableados que permiten la conexión entre los bloques de control y conversión.
- Pruebas de Conducción: Se realizarán pruebas de conducción que permitan comprobar el correcto funcionamiento de todo el aparato.
- Puesta a Punto Final: En paralelo a las pruebas realizando llevarán a cabo los últimos ajustes para el óptimo funcionamiento del vehículo, por parte tanto del ingeniero como del peón..

El tiempo estimado para la correcta implantación del accionamiento en el vehículo será aproximadamente de dos meses y medio.

7.3. Propuestas futuras

Dadas las características de este trabajo, en el que se ha desarrollado un accionamiento eléctrico dentro de un vehículo eléctrico, se ha profundizado en el sistema de control, existen multitud de posibles desarrollos. Se pueden diferenciar varios de ellos según la orientación empleada. Los distintos trabajos propuestos son:

- Comparativos: Se podría desarrollar otro sistema de control como es el DTC (*Direct Torque Control*) y realizar una comparativa con el control FOC (*Field Oriented Control*) para determinar cuál de los dos resulta más apropiado para la aplicación aquí descrita.
- Ampliaciones: Dado que este trabajo se centra solo en tres etapas del sistema como son el motor, el sistema de control y la etapa de potencia, sería interesante, a partir del accionamiento definido, dimensionar el sistema de transmisión del motor de manera detallada o incluir la batería que alimentará al motor de inducción. De esta manera se lograría finalmente definir el vehículo eléctrico de manera completa.
- Profundizaje y Mejora: Analizar los puntos del trabajo donde se podría realizar una mayor definición y mejora de alguna parte del sistema descrito. Algunas posibilidades son la concepción del problema mecánico con una mayor complejidad, la inclusión de filtros para mejorar los problemas de armónicos que aparecen en el motor por el uso del convertidor trifásico, o el análisis en profundidad de las características de construcción que más convienen a un motor de inducción para esta aplicación en concreto.

Como se puede observar el hecho de que el trabajo forme parte de un mecanismo mucho más complejo, así como el momento actual de desarrollo de este tipo de vehículos estén en pleno desarrollo hace que existan múltiples posibilidades para continuar con el trabajo aquí comenzado.

7.4. Impacto socioeconómico

Se analiza someramente el impacto social y económico que tendría la implantación de este accionamiento eléctrico en vehículos en detrimento de los motores de ignición, tanto para el usuario particular, como a niveles económicos y sociales de mayor envergadura.

En primer lugar, se atiende al punto de vista económico del usuario particular, siempre a partir de la comparación con las tecnologías de motores de combustión. El uso de esta tecnología actualmente supone un ahorro sustancial en diversos apartados [35], como son el mantenimiento de la máquina o el coste de repostaje del mismo. El repostaje, además, puede llegar incluso a rebajar el coste del consumo eléctrico de la vivienda en general como se verá más adelante.

Además, a día de hoy los vehículos eléctricos a pesar de contar con un precio de compra elevado [36], disfrutan con ventajas fiscales como el uso gratuito de las zonas de estacionamiento regulado [37], las bonificaciones en el impuesto sobre vehículos de tracción mecánica [38] o los descuentos en peajes [39].

En cuanto al impacto social, el efecto principal y más evidente es la reducción de la contaminación de manera drástica. El objetivo de la UE contempla la erradicación de los vehículos de combustión del centro de las ciudades para el año 2050 [40] con el objetivo de reducir las emisiones de carbono.

El uso de vehículos eléctricos permitirá además una mayor integración de las energías renovables, y que, mediante una carga responsable realizada de manera masiva en periodo nocturno, se podrían suavizar las horas denominadas “valle”, en las que el consumo cae bruscamente, y en las que son las energías renovables, debido a su carácter aleatorio, las que se ven perjudicadas [41]. Este consumo inteligente podría disminuir el coste de la factura energética de los usuarios ya que al resultar beneficioso para el sistema, se podría ver compensado con una tarifa más económica [42].

Esta tecnología es por tanto beneficiosa en todos los sentidos tanto para los usuarios particulares como para el conjunto la sociedad. Es por eso que las diversas organizaciones gubernamentales ya apuestan por ella como la futura tecnología de propulsión vehicular [40].

7.5. Marco regulador

En último lugar se realiza un breve estudio sobre la legislación aplicable a la circulación de vehículos de tracción por las distintas vías existentes, así como las licencias necesarias para llevar a cabo las simulaciones con las herramientas utilizadas.

En primer lugar existen normativas tanto europeas como nacionales que un vehículo debe cumplir para obtener el permiso de circulación, documento necesario e imprescindible para que un vehículo pueda circular de manera legal por la vía pública [43]. Es necesario para obtenerlo que un vehículo cumpla lo estipulado en el Reglamento General de Vehículos [44], en el cual se especifican las condiciones técnicas que debe tener cualquier vehículo sin importar su clasificación, y se especifican una serie de ensayos sobre los elementos de amarre y retención para obtener la homologación del vehículo.

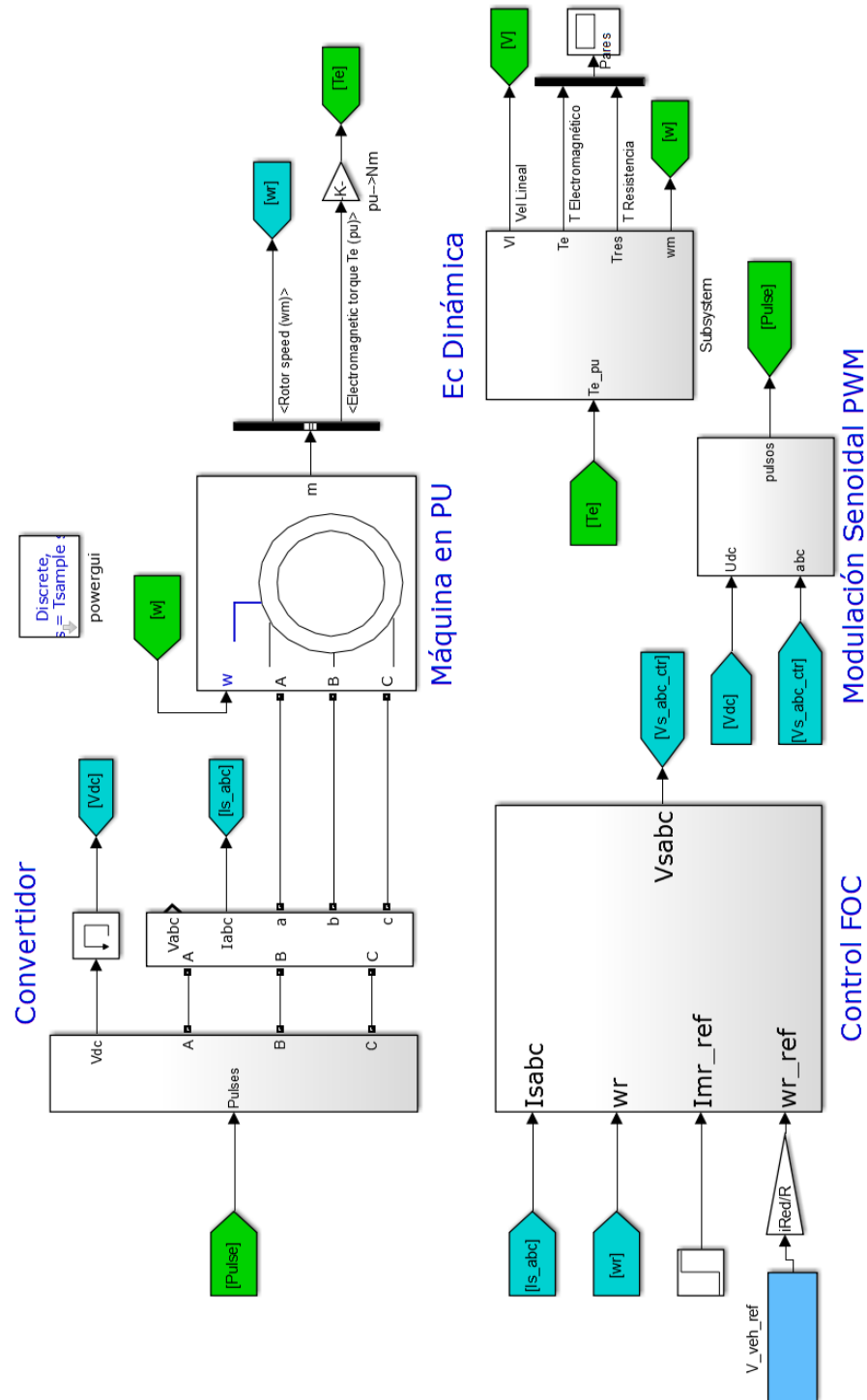
Según dicho reglamento, el vehículo construido en este trabajo según los parámetros definidos en el apartado 8.2, sería clasificado como ciclomotor por no contar con una velocidad máxima de construcción de 45 km/h y por ser su masa menor a 350 kg . Por tanto tendrá las restricciones de circulación propias de un vehículo de estas características según lo establecido en el Código de Circulación [45]. Es decir, solo podrá circular por vías urbanas o por aquellas carreteras convencionales que cuenten con arcén.

En cuanto a la normativa referente al entorno de programación utilizado, *MATLAB*, es necesario contar con una licencia para hacer uso de las herramientas que ofrece. En este caso se ha hecho uso de una licencia académica gratuita de un periodo de 6 meses, así como de la licencia de la Universidad Carlos III de Madrid. En caso de llevar a cabo este tipo de actuaciones y cálculos en la herramienta de manera habitual, sería necesario adquirir una licencia profesional al desarrollador del programa, MathWorks.

El resto de tecnologías y métodos utilizados en este trabajo no está sujeto a ningún tipo de licencia o patente, y de hecho su uso está ampliamente extendido en distintas prácticas.

8. ANEXOS

8.1. Esquema MATLAB



8.2. Parámetros

PARÁMETROS VEHÍCULO		
PARÁMETRO	SIMBOLO	VALOR
Masa	m	150 kg
Área frontal	A_f	1 m ²
Radio de la rueda	R	0.23 m
Coeficiente rozamiento	μ	0.015
Coeficiente arrastre	C_w	0.25
Gravedad	g	9.81 m/s ²
Densidad del aire	ε	0.23 kg/m ²
Coeficiente reductora	i	5
Eficiencia reductora	η	0.8

Figura 8.1 Parámetros vehículo.

PARÁMETROS MOTOR		
PARÁMETRO	SIMBOLO	VALOR
Potencia aparente	S_s	2.3 kW
Tensión línea estátor	V_s	380 V
Nº Pares polos	p	2
Resistencia del estátor	R_s	8 Ω
Resistencia del rotor referida al estátor	R'_r	3.1 Ω
Inductancia de dispersión del rotor	L_{lr}	0.47 H
Inductancia de dispersión del estátor	L_{ls}	0.47 H
Inductancia de magnetización	L_m	0.443 H
Intensidad nominal	I_n	3.4 A
Momento de inercia	J	0.06 kg/m ²
Voltaje de enlace de continua	VDC	600 V
Frecuencia	f	60 Hz

Figura 8.2 Parámetros motor.

FIGURAS

Figura 1.1 Requisitos de un accionamiento eléctrico en una máquina de tracción [12].	13
Figura 2.1 Estátor y rotor [14].	15
Figura 2.2 Tipos de máquinas asíncronas [15].	15
Figura 2.3 Circuito eléctrico equivalente.	17
Figura 2.4 Transformación de Clarke.	20
Figura 2.5 Transformación de Park.	21
Figura 2.6 Curva par-velocidad.	27
Figura 2.7 Curva par máximo-frecuencia.	28
Figura 2.8 Problema dinámico.	29
Figura 3.1 Orientación al flujo del rotor.	36
Figura 3.2 Esquema control vectorial indirecto.	39
Figura 3.3 Esquema control vectorial directo.	39
Figura 3.4 Modelo en fuente de tensión.	43
Figura 3.5 Diagrama de Bode.	49
Figura 4.1 Esquema inversor trifásico [31].	52
Figura 4.2 Funcionamiento inversor [31].	53
Figura 4.3 Ejemplo portadora – moduladora.	54
Figura 4.4 Conmutación bipolar.	55
Figura 4.5 Conmutación unipolar.	55
Figura 4.6 Modulación sinusoidal del ancho del pulso [31].	56
Figura 5.1 Modulación S – PWM – Modelo.	59
Figura 5.2 Simulación S – PWM – Consigna.	60
Figura 5.3 Simulación S – PWM - Zoom 1 control.	60
Figura 5.4 Simulación S – PWM - Zoom 2 control.	61
Figura 5.5 Simulación S – PWM – Pares.	61
Figura 5.6 Simulación S – PWM - Isa .	62
Figura 5.7 Simulación S – PWM – Zoom Isa .	62
Figura 5.8 Simulación aceleración pares.	63
Figura 5.9 Simulación aceleración imR .	64
Figura 5.10 Simulación aceleración isq .	64

Figura 5.11 Simulación aceleración control.....	65
Figura 5.12 Simulación pendiente velocidad lineal.	66
Figura 5.13 Simulación pendiente pares.	66
Figura 5.14 Simulación pendiente potencia.	67
Figura 5.15 Simulación pendiente control.	68
Figura 5.16 Simulación ECE – 15 Velocidad lineal.....	69
Figura 5.17 Simulación ECE – 15 Pares.	69
Figura 5.18 Simulación ECE – 15	70
Figura 7.1 Presupuesto.	74
Figura 7.2 Calendario.....	75
Figura 8.1 Parámetros vehículo.....	81
Figura 8.2 Parámetros motor.	81

BIBLIOGRAFÍA

- [1] A. de Andrés y A. Naranjo “*Los cambios en la cadena de valor del sector de la automoción por la llegada del vehículo eléctrico*” Anales de mecánica y electricidad. Vol 91, Fasc 3, 2014
- [2] A. Olabe, “*La conversación global sobre el cambio climático*” Política Exterior, Vol 29, Nº168, 2015.
- [3] Asociación Española de Fabricantes de Automóviles y Camiones, “*Reduciendo las emisiones de CO2 de los vehículos*”, 2006
- [4] J.Blázquez,” *Eficiencia energética en la automoción: El vehículo eléctrico un reto del presente*” Economía Industrial, Nº377,2010
- [5] Boston Consulting Group “*Batteries for Electric Cars. Challenges, Opportunities, and the Outlook to 2020*”, 2010
- [6] F. Trinidad “*El vehículo eléctrico. Tecnología, desarrollo y perspectivas de futuro*” McGraw-Hill, 1997.
- [7] www.diariomotor.com, “*La Historia del Coche Eléctrico; Un Largo Proceso de Desarrollo*”, Julio 2011
- [8] K. van Dijck, “*La tecnología híbrida, lo mejor de dos mundos*”, Economía Industrial Nº377, 2010
- [9] www.tesla.com, “*Características Model S*” Julio 2017
- [10] www.ecomotor.es “*El Tesla Model S destroza el récord de aceleración y se convierte en el coche más rápido del mundo*”, Feb 2017
- [11] www.cnet.com, “*Tesla Model S: The battery pack*”, Oct 2010
- [12] Z. Q. Zhu, and David Howe, “*Electrical Machines and Drives for Electric, Hybrid, and Fuel Cell Vehicles*”, Proceedings of the IEEE Vol. 95, No. 4, April 2007.
- [13] J. Sanz Feito, “*Máquinas Eléctricas*”, Ed. Pearson Educación, 2002.
- [14] www.apuntescientificos.org/motores
- [15] J. Fraile Mora, “*Máquinas Eléctricas*”, Ed. McGraw-Hill, 2003. (pp 150, pp 265-278)
- [16] G. Abad, J. López, M. A. Rodríguez, L. Marroyo, and G. Ivanski, “*Doubly Fed Induction Machine: Modeling and Control for Wind Energy Generation*”. Institute of Electrical Engineers. 2011
- [17] T.A.Lipo, “*A Cartesian Vector Approach To Reference Theory of AC Machines*”, Int. Conference On Electric Machines, Laussane, Sept. 18-24, 1984.

- [18] W. C. Dueterhoeft; Max W. Schulz; Edith Clarke, "*Determination of Instantaneous Currents and Voltages by Means of Alpha, Beta, and Zero Components*". Transactions of the American Institute of Electrical Engineers, Julio 1951
- [19] Robert H Park. "*Two-reaction theory of synchronous machines generalized method of analysis-part i.*" Transactions of the American Institute of Electrical Engineers, 1929
- [20] C. Kamalakannan and L. Padma Suresh, Eds., "*Design and Analysis of Three Phase Four Wire,*" Power Electronics and Renewable Energy Systems, NY: Springer India, 2015
- [21] M. Montilla D'Jesus, "*Modelo Matemático de una Máquina de Inducción*", Apuntes Universidad Carlos III de Madrid, Sin publicar.
- [22] P. Kundur, "*Power System Stability and Control*", Ed. McGraw-Hill, 1994
- [23] J. Roldán, "*Motores eléctricos: variación de velocidad*", Paraninfo, 1993
- [24] A. Haddoun, M.E.H Benbouzid, D. Dallo, R. Abdessemed, J. Ghouili, K. Srairi, "*A Loss-Minimization DTC Scheme for EV Induction Motors*", IEEE Transactions On Vehicular Technology Vol. 56, No. 1, January 2007
- [25] A. Haddoun, M.E.H Benbouzid, D. Dallo, R. Abdessemed, J. Ghouili, K. Srairi, "*Comparative Analysis of Control Techniques for Efficiency Improvement in Electric Vehicles*" IEEE 2007
- [26] A. Harson, P.H. Mellor and D. Howe, "*Design considerations for induction machines for electric vehicle drives*", University of Sheffield, UK, Conference Publication No.412 IEE, 1995
- [27] J. Fraile Mora, "*Máquinas Eléctricas*", Ed. McGraw-Hill, 2003. (pp 680)
- [28] M. Chinchilla Sánchez, "*Control de un sistema de generación eólica de velocidad variable con generador síncrono multipolar de imanes permanentes acoplado a red*". Tesis Doctoral, Universidad Carlos III de Madrid, 2001.
- [29] J. Eloy García, "*Control de Máquinas Eléctricas, Ajuste de Reguladores*", Apuntes Universidad Carlos III de Madrid, Sin publicar.
- [30] A. Buxbaum, K. Schierau, A. Straughen, "*Design of Control Systems for DC Drives*", Ed. Bonert, 1990
- [31] M. Rashid, "*Electrónica de Potencia; Circuitos, dispositivos y Aplicaciones*", Ed. Prentice Hall, 2001
- [32] J. Holtz, "*Pulsewidth modulation for electronic power conversion*". Proceedings of the IEEE, 82(8):1194–1214, 1994
- [33] Daniel W. Hart, "*Electrónica de Potencia*", Prentice Hall, 2001
- [34] P. Mock, J. German, A. Bandivadekar, i. Riemersma, "*Discrepancies between type-approval an real-world fuel-consumption and CO2 values*", International Council of Clean Transportation, Abril 2012
- [35] J. Sánchez Turel, "*El presente del vehículo eléctrico. Medidas experimentales y comparación con un vehículo térmico*". Proyecto Fin de Carrera UC3M, 2011

- [36] <http://serviciosweb.nissan.es/vehiculos-electricos/html/coo/index.html>
- [37] www.madrid.es/portales/munimadrid/es/Inicio/Ayuntamiento/Movilidad-y-Transportes/Aparcamiento
- [38] www.madrid.es/portales/munimadrid/es/IVTM/Impuesto-sobre-Vehiculos-de-Traccion-Mecanica-Calculo-de-la-tarifa?vgnextfmt=default&vgnextoid=cc561a0367ac8210VgnVCM1000000b205a0aRCRD&vgnextchannel=464907502a9a6110VgnVCM1000000b205a0aRCRD
- [39] territorio.gencat.cat/es/03_infraestructures_i_mobilitat
- [40] [/europa.eu/rapid/press-release_SPEECH-11-220_en.htm?locale=en](http://europa.eu/rapid/press-release_SPEECH-11-220_en.htm?locale=en)
- [41] N. Galindo Martín, “„*Impacto de la incorporación del vehículo eléctrico en la integración de energías renovables en el sistema eléctrico*”.”. Proyecto Fin de Carrera UC3M, 2010
- [42] <https://www.esios.ree.es/es/pvpc?date=20-09-2017>
- [43] Directiva 1997/37/CE del Consejo relativa a los documentos de matriculación de los vehículos
- [44] BOE-A-1999-1826 “*Reglamento General de Vehículos*”, Boletín Oficial del Estado
- [45] BOE “*Código de Tráfico y Seguridad Vial*”, Ministerio de Interior – Dirección General de Tráfico